

English Abstract of CN 1345133 A

A satellite communications system employs a multiple element antenna for receiving signals on a first frequency band and relaying the signals to a ground station on a second frequency band. The system includes a downconverter for converting signals received at each of the multiple antenna elements on the first frequency band to corresponding baseband signals, and a multiplexor for time-division multiplexing the corresponding baseband signals to form a multiplexed sample stream. The system also includes a modulator for modulating a carrier in the second frequency band with the multiplexed sample stream and transmitting the modulated carrier to the ground station. In exemplary embodiments, the downconverter comprise a quadrature downconverter producing an I and a Q baseband signal. The satellite relays signals received from the ground station using a demultiplexor in a similar manner.

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 7/26

H04B 7/15

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01112599.3

[43] 公开日 2002 年 4 月 17 日

[11] 公开号 CN 1345133A

[22] 申请日 1995.1.11 [21] 申请号 01112599.3

分案原申请号 95190144.3

[30] 优先权

[32] 1994.1.11 [33] US [31] 08/179953

[71] 申请人 艾利森公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72] 发明人 P·W·登特

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

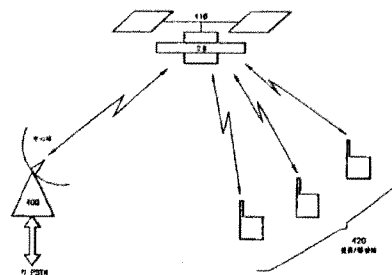
代理人 王 岳 陈景峻

权利要求书 2 页 说明书 89 页 附图页数 39 页

[54] 发明名称 改进频率复用的一个蜂窝/卫星通信系统

[57] 摘要

本文公开了减少同信道干扰的无线通信系统及方法。该系统和方法应用于,例如,陆地移动通信(420)、卫星通信系统(410)以及二者的混合型。使用接收和发射信号矩阵模型的信号处理用于减少干扰。



ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版

权 利 要 求 书

1. 一个关于移动站的无线通信的方法包括以下步骤:

从上述移动站发射代表话音和数据通信的信号到一个具有多元天
5 线的轨道卫星;

在每一个上述的天线元接收上述信号的组合,并相干地转发上述信号组合到一个地面站;

在上述的地面站接收上述相干转发的信号并将上述相干转发的信号模数转换产生相应的数值取样流;

10 在一个数值矩阵处理器中处理上述数值取样流,分离出上述发射的信号—该信号分别由上述每一个移动站发出—以产生分离的取样流;以及

数值化地处理上述分离的取样流以恢复上述代表语音或数据的信号并发送该恢复的信号到一个电话交换网络。

15 2. 一个与移动站进行无线通信的方法,包括以下步骤:

从一个电话交换网络中接收为每一个上述移动站指定的代表语音或数据的信号;

数字化上述代表语音或数据的信号,并将上述数字化信号处理成代表调制信号的相应的数字取样流;

20 使用一个数值矩阵处理器组合上述代表调制信号的取样流产生代表天线元信号的取样流;

数模转换上述天线元信号以调制相应的地面站发射设备,并发射上述调制的信号到一个轨道卫星,在这个过程中维持它们的相对相位和振幅的关系;

25 在上述轨道卫星从上述地面站接收上述调制的信号并使用相应的天线元转发每一个使得每一个上述代表数据或语音的信号被发射到它想要的移动站而且不到它不想要的其它的移动站。

3. 用于和移动站进行无线通信的装置包括:

数字化设备,用于数字化从一个电话交换网络接收到的代表语音或
30 数据的信号—如果该信号尚不是数字形式,并且将上述信号处理为代表调制信号的相应的数字取样流;

数值矩阵处理器设备,用于将上述代表调制的信号的取样流组合以

产生代表天线元信号的取样流;

数模转换设备, 用于将上述天线元信号转换成为相应的发射机调制波形;

- 地面站发射机设备, 每一个被一个相应的上述调制波形调制, 用于
- 5 发射上述波形到一个轨道卫星, 用一种维持它们的相位和振幅的关系的方法;

上述轨道卫星中的卫星接收设备, 用于接收和解调每一个上述调制波形; 以及

- 卫星转发器设备, 将每一个上述解调的波形转换到一个新的频率,
- 10 将它们放大到发射功率电平, 并将每一个通过多元卫星天线的一个相应的元发射, 使得每一个上述代表数据或语音的信号被发射到它想要的目的移动站而且不到它不想要的其它的移动站。

4. 一个用于在一个基站和多个移动站之间无线通信的系统包括:

- 有能力在定义的方向上产生发射和接收天线方向图样的基站天线
- 15 设备;

连接到上述天线设备的信号处理设备, 用于定义与具体信道相关联的所述方向;

信道分配设备, 用于合适地确定用于与每一个上述移动站通信的通信信道, 以优化上述通信的品质因数。

- 20 5. 一个用于在一个固定网络和多个移动站之间通过一个绕轨道运行的卫星通信的系统包括:

多波束卫星转发设备, 该设备有能力转发定位于被上述波束覆盖的不同区域中的移动站和至少一个地球站之间的不同信号;

至少一个地球站, 用于发射和接收上述转发的信号;

- 25 信号处理设备, 使用一组矩阵系数处理上述转发的信号, 例如定义与特定通信信道相关联的所述区域的中心;

控制处理器设备, 用于使用一组卫星轨道参数产生上述矩阵系数作为一个时间的函数, 以将和特定通信信道相关联的区域维持在固定位置上;

- 30 信道分配设备, 用于适当地分配通信信道, 用于和每一个上述移动站通信以优化上述通信的品质因数。

说明书

改进频率复用的一个蜂窝/卫星通信系统

背景:

本发明涉及增加容量的无线通信系统。该系统可以包括多个漫游的、移动车载的或手持的电话机,由固定的地面基站或轨道卫星或二者混合的方式为之服务。这样的系统容量按照为业务分配了多少无线频谱以及使用的效率来对大量的用户提供服务。频率使用的效率以每平方公里每兆赫兹同时通话数 (erlangs) 为单位来衡量。一般来说,频谱的效率可由寻找使可用的带宽复用的方法来提高,而不是试图将多个通话塞入同一带宽内,因为缩小带宽一般会产生在各通话之间增加频段间隔的需要,因而抵消了容量上的增益。所以,较好的方法是每个通话增加带宽。以便使较近的频率复用成为可能。

扩频通信系统 (即 CDMA 系统),用高冗余编码来增加信号带宽,使信号能在其它用户干扰的情况下被读出,提供了较高的频谱效率。使用这样的系统,同一网眼内的多个用户可以在同一频段内共存,频率和时间上都是重迭的。如果可以容忍同一网眼内的同频干扰,一个或多个网眼以外的同频干扰也就可以容忍了,因为距离将减弱干扰的作用,所以所有网眼内的所有频率都可能复用。

扩频系统容量具有自干扰的限制,因为与所需信号同时接收下来的不需要的信号在同一频率上贡献了一个干扰成分。尽管如

此,一些系统,例如卫星通信系统,已经受到自然噪声的限制,因此宽带扩频方法就不一定是增加容量的最好技术。结果就需要在不遭受宽带扩频的自干扰的不利后果的条件下,在每个邻近的蜂窝或区域内复用整个频谱。

图1表示了一个典型的使用地面基站的蜂窝电话网络的构成。这张图只是表示了这样的网络,例如网眼不总是如此规则的大小和形状,并且做为一个一般定义的网眼可以描述为一个由特定信号激励的区域。

网眼可以从它们的地理中心激励,但一般地由三个网眼组的连接处的公共点来激励,因为地点的房地产地价是主要的经济考虑。网眼的中心激励的天线辐射方位图一般在方位角上是全方向的。缩小在垂直平面上的辐射方位图使能量集中于陆地上的电话机,避免能量向天空辐射的浪费也是共同的。当出于经济考虑三个网眼的发射器和天线集中在同一位置时,天线的角度只需激励120度扇区;而且所得的方向增益对网眼远边的双倍距离做了很大的补偿。适当塑造天线形状可以用在每个方向上所需的最大范围提供增益补偿,每一个相对于中心面等分为 $\pm 60^\circ$ 。因此一个扇面化的天线方位图可以在 $\pm 60^\circ$ 上减小到-12dB,提供中心扇面增益大约8-9dB,以使该方向上实现最大范围。

使用中心激励, U. S. AMPS 蜂窝移动电话系统不能在环绕给定网眼的21个网眼区域内复用相同的频率。这称做21网眼频率复用方式,其结果是当所有信道同时使用时(一般称为最大负荷)同信道干扰低于所需信号大约18dB。这样一个21网眼复用模式在图2中表示。某个复用模式大小例如3、4、7以及它们的乘积

(即 9、12、21...) 产生了与所需信号相同距离的同信道干扰, 并定位在六角形的边缘, 由多个等于方位图大小的平方根的网眼所隔开。

实际上, 激励从三个网眼的邻接处产生。尽管复用模式是一个 21 网眼模式, 它也可描述成 7 地点, 每个有 3 频率复用的模式环绕着三个 120 度的扇区。从这种激励方式产生的信号同信道干扰特性, 不精确地与从中心激励产生的那些特性相等。(由于天线的方向性, 可以看到对于特定信号的干扰主要产生于天线在正对方向上发射的两个其它地点, 并且不来自于在共同频率上发射的六个等距离的网眼, 类似中心激励的情况)。

3 扇区、7 地点的激励方法一般称为扇面化, 它可能给人以错误印象: 即由于使用了方向性天线, 原来较大的网眼被分成 3 个较小的网眼或扇区。这种印象却是不准确的, 因为从同一个地点用于激励三个网眼的结构仅是经济上的安排, 实际上考虑到技术性能比中心激励稍有缺陷, 但这种缺陷是很小的。

网眼分割完全是另一个概念, 它是通过在地面上更密集地提供基站以得到每平方公里更高的容量的一种方法。在一个已有系统中引入网眼分割时常需要完全修改频率复用方案, 因为一般不可能简单地分割一个网眼, 例如, 分成三个网眼, 并三次复用原来的频率。这会使三个新的网眼工作在没有间隔的相同频率上, 产生一个问题, 即在两个网眼边界上的一个移动电话从两个网眼的相同频率上接收相等强度 (但内容不同) 的信号。因此, 需要使一个网眼分成具有相同频率的扇面, 并在每个当中不带上述的干扰问题。

在设计用于车载或手持话机的卫星通信系统时也会产生类似的容量问题。对手持机，不同性能的全向天线实际上是大多数消费者乐意接受的。必须定向到卫星或较大的、较笨重天线的定向天线现在在市场上不受欢迎，所以卫星必须给地面提供足够高的信号强度，以便能与这样的设备进行通信。地面上从卫星接收的信号强度一般用每平方米瓦为单位或以对数尺度每平米 dBW 为单位进行计量。例如，每平方米 -123dBW 量级的流密度，在下行链路频率使用 2GHz 时用于给话音通信提供足够的链路容限以抵抗多径衰落、阴影效应、极化失调等。卫星辐射的总瓦数就等于这个所需的流密度乘以它激励的地理区域的面积。例如，在全美国任意地方提供这样一个话音信道，在 9 百万平方公里的面积上需要的总辐射功率为：

$$10^{-12.3} \times 9 \times 10^{12} = 4.5 \text{ 瓦}$$

从卫星上来的一个话音信道当然不能提供有用的容量。5 千到 1 万 Erlangs 是比较合理的为全美国服务的目标。增加容量的一个方法是在其它的频道上也产生 4.5 瓦特功率，每个频道带一路话音信道；但是，一个 4.5 千瓦的卫星将是很大而且发射费用昂贵，不是提供 10000 Erlangs 容量的经济的方法。因此更有效的是，使用 4.5 瓦的卫星 RF 功率在美国的所有地方产生一个足够流密度的话音信道，想办法允许在不同的地方使用不同的流传输话音，这样就不用更多的功率或频带就能支持很多不同的通话。

卫星在不同方向上不同地调制相同的辐射流密度的能力依赖于由它的天线孔径提供的角分辨率。一个天线(在辐射中)的角分辨率的量级是波长与天线直径之比。使用一个示范性的下行链

路频率 2GHz (波长 15cm), 直径 1.5 米的天线, 理论上角分辨率是 $1/10$ 半径或 5.7 度的量级, 这个量级, 例如从 10000 公里的轨道高度, 允许的分辨率在美国覆盖区域内可达到分辨 37 个不同方向的能力。因此, 卫星辐射功率的同一个 4.5 瓦也支持不只一个, 而是 37 个不同的通话。

产生 37 个不同波束的方法如图 3 中所示。一个抛物面反射镜将从一个带 37 个不同的馈源的方位图中聚集无线电波能量下达地面。馈源的映像被投射到地面, 形成所需的分离的激励区域。不幸的是, 使用这种技术存在从一个区域到另一个区域的泄露, 并且无论如何两个或三个网眼边界处的一个移动电话从两或三个馈源接收相等的信号。如果这些信号是分别调制的, 电话接收到不能辨认的三个通话的混合。因此, 传统的系统不能开发使用分辨率来实现的潜在的容量增加。

总结

在传统的天线通信系统、卫星通信系统以及二者的混合中遇到的这些以及其它的缺陷和困难将按照本发明得到克服。

按照本发明的一个示范实施例, 矩阵处理用来形成多个数据采样流的数值混合。选择矩阵系数, 并可周期性地调整, 使多个接收器中的每一个实际上不带干扰地接收所需的信号。

按照本发明的另一个示范实施例, 信号处理不适于移动电话的移动或新通话的建立以及终止, 但是可用确定方法操作, 而流量适于使用动态流量信道分配算法的信号处理的确定特性。

附图简单描述

前面所述以及其它的本发明的目的、特性、以及优点通过结

合图阅读相关的如下的详细描述之后会得到更好的了解, 其中:

图 1 图示了一个传统的基于陆地的蜂窝网;

图 2 图示了一个传统的 21 网眼频率复用方案;

图 3 表示了一个传统的激励地球一个区域的 37 波束卫星实施方案;

图 4 图示了用于描述本项发明特性的一个激励模式。

图 5 表示了一个 3 网眼频率复用方案;

图 6 表示了一个根据本发明的一个示范实施例的卫星 - 移动通信系统。

图 7 图示了一个根据本发明的一个示范实施例的移动台到中心站的转发器。

图 8 (a) 图示了一个根据本发明的一个示范实施例的中心站到移动台的卫星转发器。

图 8 (b) 图示了一个根据本发明的另一个示范实施例的用于功率放大器矩阵的合成网络;

图 9 表示了一个根据本发明的示范 FDMA 实施例的一个中心站。

图 10 图示了一个基于本发明的一个示范实施例的相干波束信号的传输;

图 11 表示了基于一个示范实施例的, 在 K 波段中心站链路上使用双极化的频谱特性;

图 12 是一个框图, 图解了基于一个示范实施例的波束信号的相位相干传输。

图 13 是一个框图, 图解了基于本发明的另一个示范实施例

的波束信号的相位相干传输;

图 14 图示了 2 比特复用的 I、Q 信号到一个 K 波段载波矢量的映射。

图 15 是一个框图, 图示了相位相干波束信号传输的另一个示范实施例;

图 16 是一个框图, 图示了基于本发明的一个示范 TDMA 实施例的中心站发射信号处理;

图 17 按照本发明的一个示范实施例图示了接收控制处理器和发送控制处理器之间的连接;

图 18 表示了本发明的一个陆地蜂窝示范实施例;

图 19 是一个框图, 按照本发明的一个示范实施例图示了从一个天线阵列来的信号的最大似然解调。

图 20 表示了一个交错扇面方位图的一个示范排列;

图 21 (a) 和 21 (b) 按照本发明的一个示范实施例图示了连续激励模式;

图 22 是一个框图, 图示了本发明的动态信道分配实施例的一个示范实现的组成部分;

图 23 是一个圆形对称、一致孔径激励函数的示范辐射方位图的一个图解表示;

图 24 是相对信号增益相对波束交叉点的示范图;

图 25 是一个示范图, 图示了 3 网眼频率复用模式中 C/I 与网眼中移动台位置的关系;

图 26 是一个图解 C/I 与波束边缘交叉点关系的示范图;

图 27 是一个中频复用系统中 C/I 对网眼中移动台位置关系

的示范图;

图 28 是一个中频复用系统中 C/I 对波束边缘交叉点关系的示范图;

图 29 图示了一个圆形对称, $1/2$ 余弦孔径激励函数的示范辐射方位图;

图 30 是图 29 中的激励函数方位图的相对信号增益对波束交叉点关系的示范图;

图 31 是一个示范图, 图示了图 29 中的激励函数的 3 网眼复用模式的 C/I 对网眼中移动台位置的关系;

图 32 是一个示范图, 图示了图 29 中的激励函数的 3 网眼复用模式中, 在 25% 的网眼半径内, C/I 对所有移动台位置处的波束交叉点的关系;

图 33 是一个示范图, 图示了图 29 中的激励函数的中频复用中, C/I 对网眼中移动台位置之间的关系;

图 34 是一个示范图, 图示了使用图 29 中的孔径激励函数的一个中频复用系统, 在波束边缘交叉点上按 dB 下降函数的 25% 网眼半径内所有点上的 C/I;

图 35 图示了按照本发明的示范实施例的波束和网眼方位图;

图 36 图示了另一个使用七个通信信道的示范波束和网眼方位图;

图 37 是一个框图, 为按照本发明的另一个示范实施例的一个固定波束形成装置;

图 38 是按照本发明的一个示范实施例波束形成装置的当前

射入和发放点的表;以及

图 39 图示了图 37 的波束形成装置的一个示范 TDMA 实施例。

详细描述

首先,理解与普通天线阵列信号发射有关的干扰问题是有益的,例如图 3 中所示的那种天线。图 4 表示了天线在地面上产生的辐射强度的交叉面,例如图 3 中所示的那种天线。即使在最佳的干扰情况下,此时一个移动单元位于波束 2(点 A)的中心,从波束 1 和 3 来的辐射并不为 0,只是相当程度地减弱了。移动台 2 接收到的总信号可以描述为三个分量之和,即:

C21 的大小乘以波束 1 的信号 S1(小)

C22 的大小乘以波束 2 的信号 S2(大)

C23 的大小乘以波 3 的信号 S3(小)

现在考虑相反(上行链路)方向,并假设可逆传播,卫星在波束 2 中接收到来自三个移动台的辐射成分,称为 $C21 \cdot M1 + C22 \cdot M2 + C23 \cdot M3$, 此处 $M1$ 、 $M2$ 、 $M3$ 分别是网眼 1、2 和 3 中的移动台发射的信号。如果移动台 1 并不靠近波束 2 的边缘,那么 $C21$ 将很小;因为移动台 2 在波束 2 之中, $C22$ 将很大;并且如果移动台 3 不靠近波束 2 的边缘, $C23$ 将很小。因此只要移动台被理想地安置且不在网眼的边缘,那么网眼间干扰的等级将是容忍的。

另一方面,例如,如果一个移动单元靠近网眼 1 和网眼 2 之间的边界,系数 $C21$ 将很大且 $M1$ 将干扰信号 $M2$ 的解码。防止这个问题传统的技术是在紧邻的网眼中不使用相同的频率。例如,

可能使用图 5 所示的 3-网眼频率复用模型。图 5 中带阴影的网眼使用第一个频率 f_1 , 所示的模型中的其它网眼使用 f_2 和 f_3 。可以看出, 使用相同频率 f_1 的网眼不相邻, 并且边与边之间的间隔恰小于一个网眼直径。一个波束边缘的移动台位于使用相同频率的其它网眼的辐射强度曲线很低点的位置。然而, 该方法的缺陷是每个网眼内只能使用三分之一的可用频率, 频谱利用率以三为因子降低。所以, 本发明在其它特性之中提供了一种取消同信道干扰而不损失频谱利用率的方法, 并相应避免了在相邻网眼中不能使用频谱复用的弊病。

如果在所有波束 B_1, B_2, B_3, \dots 等等中接收的信号的表达式收集在一起, 并暂时假设移动台信号与波束有相同的个数, 那么产生下列方程组:

$$B_1 = C_{11} \cdot M_1 + C_{12} \cdot M_2 + C_{13} \cdot M_3 + C_{14} \cdot M_4 \cdots C_{1n} \cdot M_n$$

$$B_2 = C_{21} \cdot M_1 + C_{22} \cdot M_2 + C_{23} \cdot M_3 + C_{24} \cdot M_4 \cdots C_{2n} \cdot M_n$$

$$B_3 = C_{31} \cdot M_1 + C_{32} \cdot M_2 + C_{33} \cdot M_3 + C_{34} \cdot M_4 \cdots C_{3n} \cdot M_n$$

.....

$$B_n = C_{n1} \cdot M_1 + C_{n2} \cdot M_2 + C_{n3} \cdot M_3 + C_{n4} \cdot M_4 \cdots C_{nn} \cdot M_n$$

该方程组可简写为 $B = C \cdot M$, 此处 B 和 M 是列矢量, C 是一个 $n \times n$ 的系数方阵。

从卫星每个波束中接收的信号中, 希望能确定移动台发射的

信号;按照本发明可以通过解上面的方程组而得到所需的信号:

$$\underline{M} = C^{-1} \cdot B$$

只要矩阵 C 是可逆的 (即, 有一个非零的行列式), 这个解就可以得到, 其结果实际上消除了移动信号之间所有的干扰, 使它们之间达到完全的分离。上述方程的所有元素, 即移动信号 M_i , 波束信号 B_k 以及矩阵元素 C_{ki} 均为具有实部和虚部的复数, 使之不仅可以表示信号幅度的差别, 也可以表示信号之间的相位关系。按照本项发明, 从不同天线波束中接收的信号在相同的时间按照奈奎斯特准则以足够捕获所有感兴趣的信号成份的速率进行抽样。一组这样的样值在任何时刻都可形成列矢量 B , 每个这样的矢量被 C 的逆相乘, 例如, 每个抽样周期乘一次得到一组样值 M , 代表自由移动信号干扰。 M 的相同元素的一系列值形成样本流, 对应于一个移动信号。这个流送入每个移动信号的数字信号处理器中, 将样本流转换成, 例如, 一个模拟的话音波形或 64KB 的 PCM 数字语音流, 该语音流是系统所连接的电话交换系统所需要的。

按照本发明的另一特性, 矩阵 C 不必在每个抽样周期求逆, 可以减少求逆的频率或只在每个通话的开始处求一次逆。矩阵 C 和它的逆相对变化较慢因为 C 系数的改变频率与移动单元在波束中移动位置有关, 或者在非静止卫星情况下与卫星移动引起的波束辐射密度分布的改变有关, 这些变化都是相对较慢的。在本发明的一个示范的卫星实施例中, 典型的网眼大小在几百公里的范围内, 卫星轨道在中等纬度需要一到两小时才移出一个典型大小的网眼。因为移动而引起的重新计算新的矩阵逆的需要在一个

普通的、例如 3 分钟的电话通话期间不会产生。但是, 在逆的 C 矩阵中做改变将是有益的, 主要原因是通话是连续地接通及断开的。如果 $n = 37$, 例如, 平均通话持续 3 分钟, 那么平均来说, 一个移动台与它相应的矩阵 C 的列每 5 秒被略去一次并代之以另一个系数列。替换发生时引入新的逆 C 矩阵的处理将在后面解释, 只要说明的是: 与解调、解码 37 个移动信号所进行的整个数字信号处理相比这只是微不足道的一点计算而已。

应用这些原则的一个示范实施例现在将参考图 6-11 予以描述。

图 6 表示了多个便携台 420 通过卫星 410 与中心站 400 通信。该中心站, 例如, 通过一个本地交换局与一个公用电话交换网 (PSTN) 相连, 以使便携电话可与世界范围的任一电话用户通话, 也可以使卫星电话之间相互通话。卫星在相对较低的微波频率, 例如 1600MHz 接收来自便携机的信号。在这样的频率上, 以电池工作的话机的发射机能有效工作并且它们的天线可以是小型的全方向的。卫星从 1600MHz 接收信号转换成较高的频率, 用于转发给中心站。

使用一个较高的频率是因为卫星到中心站的链路需要的频带宽度至少是分配给每个波束的 1600MHz 频段宽度的 n 倍, n 是波束数。例如, 如果在 1600MHz 上, 37 个波束中的每一个复用了 6MHz 的一段带宽, 那么在卫星到中心站的链路上至少使用 37×6 或 222MHz 的频带宽度需要。因为保持相干波束信号传输的方法使用至少两倍于这个起码的最小带宽的频带, 并且反向需要相同大小, 那么就需 1GHz 的带宽。由此建议卫星到中心站的

前向和返回链路上载频大约是, 例如, 20GHz 比较合适。

在这样的频率上, 即使相对较小的中心站天线也有很窄的波束宽度, 使得任何一个系统对这个带宽的独占都是不必要的, 整个带宽可以重新分配给其它卫星和地面站, 只要从第一个地面站到第一个卫星的视线不与到第二个卫星的视线相交就不会产生干扰。分配唯一的“站”给静止轨道上的卫星可以避免这种情况, 或者, 对于在较低轨道上移动的卫星这种情况下, 交叉的概率很小, 当发生交叉时改变中心站位置来解决。

图 7 表示了一个将移动台发射的信号转发给中心站的示范性卫星转发器框图。L-波段 (即 1600MHz) 的多波束卫星天线 470 从分布在不同波束间的多个移动电话接收信号, 并在有关的低噪声放大器中放大这些信号。从每个波束来的混合信号包含, 例如, 从 400-500 个使用不同频率的移动电话来的信号, 这些频率以 12.5KHz 为间隔, 共跨越 6MHz 的一个总带宽。每个波束的混合信号在相应的混频器 440 中被下变频以得到基带信号, 例如, 跨越 1-7MHz 的范围的信号。这类信号后面将称之为“视频”信号, 因为它是摄像机中的信号跨越的典型频率范围。为了将混合的接收信号下变频为视频信号, 下变频器可以是, 例如, 镜像反射类型的下变频器。下变频处理可以选择性地使用合适的中间频率分一步或多步来完成。

系统中的下变频器可以使用相同的本振信号以使天线接收的下变频频率之间保持原有的相位关系。在信道之间偶然引入的固定相位偏差和小的幅度差别都不是问题, 因为这可以在中心站通过模拟或数字处理将其校正。

基带信号用来调制卫星—中心站频带即 20GHz 中的相应的载波。如果一个 1-7MHz 的“视频”信号单边带调制到一个 20GHz 的载波频率上, 所得信号将占有 20.001 到 20.007GHz 的频带范围。

但是, 使用单边带调制使在波束信号之间保持相位的相干性变得很困难。因此, 转而使用双边带调制技术。例如, 1-7MHz 的视频信号可用来对一个 20GHz 的载波频率进行频率或相位调制。调制后的载波占据的频率范围大约是 19.993-20.007MHz, 或者更多, 依据使用的频率或相位偏差而定。为了在起码的 14MHz 带宽周围留一定余量, 在 20GHz 频带内使用 25MHz 的频率间隔比较合适。因此, 在单向的卫星—中心站链路上使用 37×25 或 925MHz 的带宽。这个带宽可以用后面描述的正交极化方法的灵活使用将其分为一半。

图 8 表示一个中心站—移动台转发方向的示范卫星转发器。上面描述的移动台到中心站传输的同样方法可以相反地用于多波束信号到卫星的相干传输。中心站(未表示出来)发送多个 Ka 波段的频率或相位调制的载波到卫星。使用合适的 Ka 波段天线 360 接收它们, 在共用的低噪声放大器 350 中放大, 然后馈送到 FM 接收器组 340, 这里每个载波用相应的接收器解调, 产生信号的视频率形式以在相应的波束中传输。这些视频信号, 例如占据 1-17MHz 的频带, 在相应的上变频器 320 中被上变频, 使用一个共用的本地振荡器 330 以保持相对的相位关系, 并使用功率放大矩阵 310 放大信号以便通过多波束天线 330 发送到移动电话。卫星—移动台链路使用的合适频率, 举例来说, 为 2.5GHz(S-波

段)。功率放大矩阵中的放大器可以是线性放大器,以便减少定向到不同电话的信号之间的互调。功率放大器矩阵举例来说,可以是一组 n 个分立的放大器,每个与相应的波束相关联,或是一组 N 个(大于或等于 n)放大器,其输入端连接有 $n \times N$ Butler 矩阵,输出端连接有 $N \times n$ 的 Butler 矩阵。Butler 矩阵的效果是使用每个放大器放大每个波束信号的一部分,因此平衡了负载,在故障发生时性能稍下降但工作仍可靠,并通过吸收 $N - n$ 假负载中的互调部分能量来减轻互调。这样的功率放大矩阵的例子可以在美国专利应用系列号一题为“在功率放大器中损失能量控制和管理”中找到,该文发稿于 1994 年 1 月 11 日,这里引为参考。

按照本发明的另一个示范实施例,在使用 TDMA 信号的通信系统中,通过地球轨道卫星做为中继,该卫星具有一个使用这样的矩阵功率放大器的通信转发器,这个功率放大器的输入 Butler 与放在地面站而不是卫星上的网络相连接。Butler 连接操作由地面站的数字信号处理完成,形成所需波束信号的加权求和,产生对应于矩阵功率放大器的每个放大器的驱动信号。这些加权和使用相干馈电链路发送至卫星通信转发器,该转发器接收它们并将其转换到第二频段,以便用这样的方式驱动功率放大器,即,在 Butler 连接功率放大器输出之后,输出信号就对应于待发送的信号,这些信号以对应于相应的地面终端的不同的天线波束方向发射,这些地面终端举例来说,可能是小型手持便携站。

最终的卫星流程示于图 8(a)。注意一般都存在的输入合成器被省掉了,因为这个功能现在在地面站完成,图中用虚线方框 800 表示。天线 810,包括线性放大器的信号处理 820,馈电链路接收器

和下变频器830以及输出合成器840可用传统方法实现,这里不再进一步描述。

这个实施例在某种情况下很有优点,例如,在天线波束和时隙之间功率的动态重分配可以实现,而不在相应的前向馈电链路信号中产生较大的变化,因为每个馈电链路传输每个波束信号的一部分而不是一个波束信号的全部。另外,在前向馈电链路上发送的信号失真可用于进一步补偿相应的转发器信道功率放大器中的失真。此外,在上面引入的“在功率放大器中损失能量控制和管理”的申请中所描述的超维数矩阵功率放大器的这种情况,馈电链路的数目大于将产生的独立的波束信号的数目,因此能够提供足够的冗余措施防止故障。

图9为遵循本发明的一个示范实施例的中心站的框图。该中心站天线600从卫星接收Ka波段的载波,并且在模块610中的共用低噪声放大器和可选的下变频之后,信号在对应于相应的Ka波段载波的多个接收器之间分开以得到波束信号 $B_1 \dots B_n$ 。每个波束信号包括多个语音调制信道频率,它们在信道分离滤波器630中被分离。

信道分离滤波器630可以是模拟组件,例如晶体滤波器,并包括一个从可选的信道频率到公共的较低频率(即,12.5-25KHz,或455KHz)的频率变换,以便进行A/D(模/数)变换。已经变换为合适的频率的选定信道信号在A/D(模/数)变换器640中进行A/D变换。在较低的中频,例如455KHz这样的频率上较合适的示范性模数变换器技术是美国专利5,048,059 Paul W. Dent的题为“对数—极坐标信号处理”中描述的技术,这

里引入参考,它通过同时数字化相位和幅度的方法保留信号完整的复数性质。瞬时相位可以使用这样的方法数字化,例如美国专利 5,084,669 Paul W. Dent 题为“直接相位频率数字化”中描述的技术,这里也引为参考。对应于一个信道频率的所有 n 个波束信号的相位数字化可使用这里描述的技术实现,即重复某些元件(即,触发器电路和保持寄存器), n 次并共享其它的(即,参考频率计数器)以保持相对的相位相干性。另一种方法,如果混合波束信号首先数字化就可使用数字滤波器而不是模拟滤波器,在这种情况下,图 9 中的 A/D 变换器 640 就不需要。

A/D 变换的数值结果逐样点地馈送到数值矩阵处理器 650 中。每个信道频率有一个这样的处理器,但为清楚起见,图中只表示了信道频率(m)的处理器。矩阵处理器处理数字化的波束信号,将多至 n 个独立的移动电话发送的 $M1 \cdots M_n$ 分开,并将对应于每个移动电话发射信号的样本流传输至话音信道处理器 660 中。话音信道处理器数值化地完成信号的解调、纠错解码以及将数字化的语音从卫星使用的比特率和格式转换成标准的 PCM 电话系统格式的译码,以便通过一个数字交换机(图中未表示)连结至 PSTN。因此图 9 中所示的示范结构完成了 $n \times m$ 话音信道的解码,此处 n 是波束的个数, m 是每个波束频率的个数。例如,若 $n = 37$, $m = 400$, 系统就具有 14800 个话音信道容量的潜力:

图 9 的说明是关于每个频率传输一路话音信道的系统(即,一个频分复用多址(FDMA)系统)。但是,本发明也可用于时分多址(TDMA)系统。在 TDMA 系统中,通过将一个重复的帧周期分成时隙而将几个移动电话信号在同一信道频率上传输,分配每一

帧中的一个时隙给一路移动电话信号。图9的示范框图也可用于从模数变换器640出来的样本流代表TDMA信号时的情况。但是, 矩阵处理器650此时将在每个时隙中分开一组不同的移动信号, 矩阵系数在对应于时隙的向组之间复用, 其中每个相应于一个时隙。这是一个经济的组合, 因为对于给定的多个话音信道组合来说, 信道滤波器630将在数量上按照每个载波的时隙数做因子而减少, 模数变换器相应更少, 矩阵处理器的数目相应减少, 但是每个处理器将在较高的输入样本速率上工作, 每个话音信道处理器可以顺序地处理连续时隙中的信号, 因此经济地使器件进行时间共享而实现相同总数的话音信道容量。

所示的每个数值矩阵处理器650接收一路控制信号。控制信号可以由一个分立的计算机(图中未表示)产生, 该计算机控制移动电话通话的连结和拆除, 需要改变到处理器使用的系数矩阵以便从波束中分离出移动信号。前面提到过如果C矩阵的逆在数值上不是病态的, 这种分离就可以实现。如果两个移动台精确地位于地面上的同一点, 它们所对应的C矩阵的两个列将是相同的, 这将导致行列式为0且逆矩阵不存在。因此, 使C矩阵可逆的条件是移动台在地面上要分开足够的距离。如果它们彼此非常接近, C矩阵就变为病态的了。

按照本发明的一种情况, 当这种状况发生时, 两个(或多个)接近的移动台之一将会改变频率到与其确实分开的, 使用同一频率的其它移动台使用的信道上。控制计算机具有这样的功能, 即, 至少在通话建立以及随后可选择的一个间隙里决定哪一个可用信道频率最适合分配给一个新的移动台, 或者结束一个正在进行

的通话。如果系统中没有空闲的容量,系统就称之为阻塞,用户不能打电话,会使他们感到很恼火。当系统欠载时,至少在某些频率上,移动信号数少于波束数,因此矩阵 C 就不是方阵了。后面将会看到在欠载的系统中提供的多余的自由度是如何使用的,不仅是用来将移动信号彼此分开以防止相互的干扰,同时也为了增加从最差情况的移动台接收的信号质量。当必须加入一个额外的移动信号时这个方案要改变,而且控制计算机能够预先估计到对信号质量的潜在影响。因此,按照本发明的示范实施例来分配信道的策略是通过在计算中包括进新的信号来估计每个信道上对应于最差情况移动站的信号质量所受到的影响。受到最少的衰减或者对于最差情况的移动台来说,满足最高质量的信道将在逻辑上选为新信号使用的信道。结果是一组指定为相同频率的移动台在空间上将尽可能地分得足够远。

10 表示了每个波束的“视频”信号相干发送的一种示范性的装置。从第一个天线馈电元件(波束)的下变频器(未表示出来)来的视频信号被馈送到一个 20GHz 的压控振荡器 (VCO) 1000 的压控输入端。视频信号频率调制 VCO。中心频率被所需的信道间隔(即, 25MHz)调偏的连续 VCO 用于从天线馈电元件 2、3...到 $n/2$ 来的信号。按照这个示范实施例信号 2 的 VCO 中心频率比信号 1 高出 25MHz (即, $1\text{GHz}/40$), 且信号 $n/2$ 的 VCO 1001 的频率比信号 1 高出 $(n/2 - 1) \times 1\text{GHz}/40 = (n - 2)/80\text{GHz}$ 。从 VCO 来的信号在加法器 1002 中求和, 这个加法器可以是, 例如, 一个波导或微带方向耦合网络, 信号的总和在公共放大器 1003 中放大, 该放大器可以是, 例如, 行波管放大器(TWTA)。

一个并列的装置用于处理排号为 $n/2 + 1$ 到 n 的另一半视频信号。信号 $n/2 + 1$ 的 VCO 1004 被 VCO 1000 的信道间隔的一半偏置(即, 12.5MHz 在上面例子中信道间隔是 25MHz), 这种偏置保持到 VCO 1005, 使得用于并列装置的这组频率设置均比第一个装置中的信道频率偏离一半。这种方法在双极化传输系统中最小化由不完善的极化隔离而引起的任何干扰。两个 TWTA 的输出, 例如, 通过极化器 1008 连接到双圆极化喇叭天线 1009 中。极化器 1008 的作用是激励一个对应于 TWTA 1003 的信号的右旋圆极化信号到喇叭天线 1009, 同时激励一个对应于 TWTA 1007 的信号的左旋圆极化信号。

在中心站, 混合信号由双圆极化天线接收, 且两上极化信号被分成 FM 接收器的两个相应的组。FM 接收器的中心频率对应于图 10 中的 VCO 的中心频率。FM 接收器的解调输出重新产生了在卫星 L 波段天线元件接收的信号, 保留了它们之间相位和幅度关系。图 11 表示了两个极化信号在 K 波段传输频谱之间的典型关系, 可看出在 RHC 和 LHC 中心频率之间的半信道偏移是如何缩小相互干扰的。

在技术上很熟练的人将很容易地感到图 10 的框图只是根据本发明的一个相干信号传输的典型装置的说明, 且存在很多由此而来的功能性等价的流程。例如, 首先具有优势的是产生低于 20GHz, 例如 2-3GHz 的频率调制信号, 并且在求和之后, 通过将求和信号与共用的 18GHz 本振混合以及用一个带通滤波器选出上边带来将混合信号转换到 20GHz。

上述讨论集中于卫星 L 波段天线元件接收的信号到中心站

的相干传输。相同的功能，称为在中心站产生的信号的传输，相反地用于相应的卫星天线元件——即图 8 中的转发器——的辐射。中心站可以使用类似图 10 的装置，但是具有一套与卫星到中心站方向使用的不同的 K 波段频率，且在地面端有一个较大的天线。卫星可以使用第二个双极化喇叭天线接收，或者另一种办法，使用与图 10 中同样的喇叭天线和极化器 1008、1009，并附带一个发/收双工滤波器给每个极化信号以分开发送和接收的信号。线性放大器 350 可以为每个极化信号复制一个，用于馈送 FM 接收器组 340 相应的一半。两个极化信号的载波之间相同的半信道频率偏移是中心站到卫星方向中的另一个优势。

图 12 表示了按照本发明的另一个示范实施例的一个替换装置，用于相干传输中心站到卫星之间的多个信号。在这个图中，对应于一个天线馈送元件的每个卫星转发器信道被表示为一个双下变频过程，包括一个天线滤波器 1200、低噪声放大器 1201、镜像反射滤波器 1202、第一下变频器 1203、IF 滤波器 1204、1206，IF 放大器 1205 以及正交下变频器 1207、1208。第一个下变频器 1203 可以在所有信道中使用相同的本地振荡器信号以保持相对的相干性。正交下变频器 1207 和 1208 可以对所有的信道使用相同的第二本地振荡器的余弦和正弦参考信号，同样保持相对的相干性。正交下变频器的输出，例如在 0-3MHz 的范围，在交叉网络 1209 中被分成线 1215 和 1216 上的 0-50KHz 的成分以及线 1217 和 1218 上的 50KHz-3MHz 的成分。50KHz 到 3MHz 的成分对应于上行的业务信道，使用如 FDMA、FDMA 加窄带 CDMA 混和式或窄带 FDMA/TDMA，并且用于调制分离的 I 和

Q、K 波段发射机, 将这些信号相干地转发到中心站。这些成分调制 I、Q 压控振荡器 1210 和 1211。这些振荡器的输出在 K 波段求和网络中求和, 并将求和信号馈送到共用的 TWTA, 以便放大到所需的下行链路发送功率电平。合成半个 VCOS, 即 I VCO 到第一个 TWTA 形成使用 RHC 极化发送的信号, 另一半使用 LHC 发送, 这也是有好处的。中心站中可使用类似的装置以便将每个波束的混和信号相干地输送到卫星。

相应的 K 波段接收器将为每个 I 信号和每个 Q 信号包括一个 FM 接收器。这些 FM 接收器应该有较好的自动频率控制 (AFC) 功能, 以便去掉 DC 和 I、Q 信号的低频成分, 等于是在信道中间的频率响应曲线上有一个凹口。这对于宽带的 TDMA 信号影响不大, 对于 FDMA 简单地意味着不使用波段中央的信道做传输。

在卫星上, K 波段接收器的输出重新形成 I 和 Q 信号, 用于使用正交调制器调制余弦和正弦 L 波段载波, 以产生相干的波束信号。这些信号提供给每个波束的 L 波段功率放大器或前面提到的矩阵类型的 PA。

使用的频率装置可类似于图 11 中描述的那些, 带有 RHC 极化用于如 I 成分以及 LHC 极化用于 Q 成分, 载波间隔减小了以使之与 3MHz 的调制信号而不是 7MHz 的信号相当。在 RHC 和 LHC 极化载波之间半信道的偏移也是这个 I、Q 方法的优点。

I 和 Q 信号分别代表复数的接收信号矢量在实和虚轴上的投影, 在 I 和 Q 信号之间保留正确的幅度关系将保留包括相对相位在内的矢量关系。2n 个 I 和 Q 视频信号可用于频率调制 2n 个

K 波段载波, 使用只是前述的图 10 中一半的信道间隔, 例如 10MHz。使用这种方法显示出在 K 频段上更高的频谱利用率, 但是实际上很难处理由于 DC 偏置和频率错误而使 I、Q 信号成分下降到确实为 0 的频率。

因此需要引入 AC 耦合, 要从传输的 0-3MHz 视频信号中排除一部分, 例如 0-50KHz。这会在本典型方法转发的 6MHz 宽的 L 波段带宽的中间设置一个凹口。根据信号的性质, 这个凹口可能无关紧要。例如, 在共同未决申请中, 共同指定的美国专利申请系列号——题为“TDMA/FDMA/CDMA 混合天线接入方法”, 发表于 1994 年 1 月 11 日, 这里引入参考, 它公开了一个适于卫星蜂窝应用的混合接入方法, 其中信号在下行链路上 (卫星到移动台) 按宽带 TDMA 传输, 其中每个移动信号占用相应的帧结构中一个指定的时隙, 在上行链路 (移动台到卫星) 中按频分多址 (FDMA) 或 FDMA 和码分多址 (CDMA) 的混合传输。例如, 每秒 6.5536 兆比特的 TDMA 信号包括 512 个时隙, 可以从中心站通过每个卫星天线馈送单元 6MHz 带宽传送到每个网眼中相应数目的移动电话。信道中央带宽的一部分的丢失不会显著地影响这样的信号的性质, 而且这种影响如果发生, 可以在接收的无线信号中使用 DC 偏置补偿技术进行补偿, 该技术包括在公共指定的美国专利 5, 241, 702, Paul W. Dent 的题为“天线接收机中的 D.C 偏置补偿”, 这里引为参考。

当在下行链路中使用这样的 512 时隙的 TDMA 格式时, 一个或多个时隙可以指定用做公共信令信道, 也称为呼叫信道、前向控制信道或寻呼信道。系统使用呼叫信道将始发于网络的呼叫

广播到移动电话(即, 从一个PSTN 用户或从另一个移动电话)。当一个移动台在这样一个广播信息中检测到它自己的电话号码或ID 时, 它使用一个相应的上行链路信道——一般称为“随机访问信道”——来做应答。之所以称为随机访问信道是因为移动电话也使用它放置移动台始发的呼叫, 即从网络请求服务。当存在大量的漫游移动电话时, 这些请求事件对系统来说是随机涨落的。

按照前面提到的“TDMA/FDMA/CDMA 混合访问方法”专利申请, 每一个下行链路时隙都与相应的上行链路载波频率相关联。因此为了与本发明的I、Q 型式一起使用上述的发明, 与下行链路呼叫信道时隙相关联的上行链路载波频率可以选为对应于6MHz 带宽中央的 $\pm 50\text{KHz}$, 并用做随机访问信道。

因此, 从交叉网络 1209 来的 0 - 50KHz 的信号代表随机访问信号, 并且由于它们相对较低的带宽, 在线数字化的选择和通过数字方式传输到中心站都是存在的。模数变换器 1212 完成这个任务, 它的每个信道的输出在复用器 1213 中进行复用, 以形成量级为 60MB/S 的混合比特流, 该比特流调制数字发射机 1214 以便发送到中心站。

按照另一个典型实施例, 天线元信号可以在地面站和不带频带扩展的卫星之间相干地传输。图 13 和 14 用图表示了一个典型的相干传输方法以及装置, 该装置基于每个天线信号模拟到数字的转换, 跟随一个数字复用器, 通过正交幅度调制将复用流调制到 K 波段馈电链路载波上。图 15 图解表示了一个从图 13 得来的替代装置, 它等于无限的模到数以及数到模的精度, 因此允许图 13 典型实施例的模到数以及数到模的设备都由模拟复用器来替

换。

参考图 13, 这个相干传输系统的操作如下。从多个卫星上带的天线元之一接收的 2GHz 的信号被进行低噪声放大并使用混频器 1301 和 1302 对应于余弦和正弦的本振信号进行下变频。如果 2GHz 的带宽被下变频为 5MHz, 那么所得的 I、Q 信号每个带宽为 2.5MHz。因此所需的 5MHz 的带宽通过使用 2.5MHz 的截止低通滤波器 1304、1305 作用于 I、Q 信号来实现。这些混频器、滤波器以及模数变换器 1306、1307 对于如此处理的每个分立的天线元信号是重复的。混频器可以接收同一个本振信号 $\cos(WT)$ 和 $\sin(WT)$ 以便在信道之间不引入任何相对的相位差。

基带的 I、Q 信号滤波之后使用模数转换器 1306 和 1307 转换。这些用于对 I、Q 信号在至少为奈奎斯特速率上进行抽样和转换, 即两倍于带宽的速率, 在本例中为 5MS/S。至少以奈奎斯特速率抽样, 允许信号能够完全从抽样值进行正确的恢复。举例来说, 图中的模数转换器只是两比特的方案, 即每个 I 或 Q 信号被归为最接近四个值之一: -3、-1、+1 或 +3 个任意单位, 用数字码 11、10、01 或 00 来表示它们。

在某些应用中, 两比特量化确实是足够了。这样的应用有如下特点: 在 5MHz 带宽内 2GHz 处的总的信噪比非常低或甚至为负值。如果人为地加宽信号带宽信噪比可能升高, 例如使用编码或扩频技术。如果信噪比很低或为负值, 几个比特的方案足够使数字量化噪声低于无线电波噪声, 以防衰减。比较精通技术的人将喜欢在应用中使用较高的信噪比、更多的比特以提供更高的精度。

在两比特的例子中, 代表瞬时 I 抽样和 Q 抽样的比特对从所有的天线元中收集, 并使用数字复用器 1308 和 1309 进行复用。数字复用器 1308 和 1309 的输出分别是天线号 1 的两比特 I 和两比特 Q 信号, 紧接着是天线号 2 的相同信号, 然后是 3、4, 等等, 直到天线 1 又被抽样。连续的两比特 I、Q 值通过调制发送到 K 波段馈电链路载波频率上。

由于每秒的比特数为 $4N \times 5\text{MS}/\text{s} = 20N \text{ Mbits/s}$, 需要一种带宽足够的数字调制方案, 以避免信号占据超过原来 N 个信号的 $5N \text{ MHz}$ 的带宽。一个合适的调制方案, 例如, 可以是 16QAM。在 16QAM 中, 通过将两比特映射到四个 K 波段载波的实矢量值 (即, 余弦载波分量的幅度) 之一以及两比特映射到四个虚矢量值 (即, 正弦分量的幅度) 之一, 以实现每个传输符号传输器比特数据。产生的 4×4 的可能点的格点图见图 14。使用 16QAM, 通过数模转换器 1310 和 1311 将 I 比特对映射到 K 波段 I 轴, Q 比特对映射到 K 波段 Q 轴。最后, 所需的 K 波段矢量分量通过将两比特的数模转换器 1310 和 1311 的输出提供给 K 波段正交调制器 1312 来形成, 该调制器由 K 波段余弦和正弦载波波形 (未表示出来) 驱动, 以形成通过 K 波段馈电链路天线 (也未表示) 传输的调制输出信号。

复用器可以有比天线信道来的信号更多的输入。例如, 一个典型的天线排列可以是 61 个天线元的六角形阵列。那么采用 64 个输入的复用器比较合适, 因为在复用器的结构中输入数是按 2 的方幂自然增长的。剩余的 3 个输入可以连接到分别等于 (0, 0)、(1, 0) 和 (0, 1) 的参考 I、Q 信号上。地面站接收器可以使用这些参

考信号同步它的解复用, 以及从 (0, 0) 情况来确定正交调制载波的泄漏(偏移), 从 (1, 0) 和 (0, 1) 情况来提供相位参考以便从 Q 轴比特分辨出 I 轴比特。

在两比特量化不够的情况下, 模数转换器 1306 和 1308 可采用较高的精度, 例如, 四比特量化。那么每 4 比特 I 和 4 比特 Q 抽样代表 256 种可能之一, 采用 256Q AM 就可以用上述的 16Q AM 相同的方式传输。但是可以做一个简化, 注意到在模块 1306、1308 中执行的模数转换的求反操作与数模转换器 1310 和 1311 中执行的映射到一个符号是简单地互相抵消的, 可以从这个替代的示范实施例中删掉。那么从低通滤波器来的模拟 I、Q 信号的完全的不经过量化的精度在通过复用器之后得以保持, 数字复用器由模拟复用器来替代, 如图 15 所示。

在图 15 中, 基带信号由下变频器 1501、1502 以及前面根据图 13 描述的低通滤波器 1503、1504 来产生。I、Q 信号不再数字化, 而是直接与其它天线信道(未表示出来)来的相应信号一起进入模拟复用器 1505、1506 的输入端。复用后的 I 抽样值继而调制 K 波段余弦载波, 且复用的 Q 抽样值调制 K 波段正弦载波, 通过使用正交调制器 1507 来完成。模拟复用器多余的输入端, 如前面指出的, 可以用于复用, 传输诸如 (0, 0)、(1, 0) 以及 (0, 1) 这样的参考值, 这些参考值有助于地面站接收器获得复用同步, 并纠正正交调制器的某些错误, 例如载波不平衡(载波泄漏、偏差)以及不完美的正交(即, 余弦和正弦载波不是精确地分开 90 度)。

图 15 中表示的配置有一个优点, 即从 2GHz 到 K 波段时, 实际上没有信号的带宽扩展。在 2GHz 接收的 N 个 5MHz 宽的天线

信号实际上使用了相同的 $5N$ MHz 带宽在 K 波段进行再传输。因此, 没有再引入量化噪声。

适用于图 15 中的示范实施例的一个模拟复用器可以用二进制树来构成, 其中 $5MS/S$ 的信号对首先在相对低速的 2 输入端复用器中复用形成 $10MS/S$ 的信号。然后, 这些信号对再在较高速的 2 输入端复用器中复用以形成 $20MS/S$ 的信号, 如此类推。复用器可以使用电流控制的双极 CMOS 或 Bi CMOS 集成电路构造, 信号输入到两个三极管输入极上 (即, 射极), 控制信号轮流使它们导通或不导通 (加到基极上), 信号电流或者通过其中的一个器件, 或者被推到另一个器件中通过。镓砷化物技术, 例如 HBT, 适合于构造高速的复用器。

地面站处理系统在 K 波段上接收时间复用的天线信号, 将这些信号下变频到每个 $2.5N$ MHz 带宽的 I、Q 基带信号, 然后将它们解复用, 成为 N 个各 $5MS/S$, 间隔 $2.5MHz$ 带宽的信号 (奈奎斯特速率或更高)。这些信号可以在地面上数字化为任意所需的精度, 以便进一步处理, 例如, 由于 K 波段发送器、接收器或传播通道上预计的或偶然的带宽限制而使相邻样点间产生模糊, 造成样点间的干扰, 使用均衡器可以消除这种干扰。这种均衡操作通过从电流值中减去前后复 (I、Q) 抽样值的一个定义大小来实现, 该定义大小由用来去掉抽样间干扰的复系数给定。这种处理也可相反地用于到卫星的传输, 使用 K 波段复信号矢量抽样为在相应的诸如 S 波段的天线上传输。

N 个分立的复 (I、Q) 抽样流首先在地面站得到很好的预均衡, 以便在卫星上接收时不带抽样间干扰。然后时间复用调制的

K 波段信号在卫星中相对 K 波段本振进行下变频, 给出复用的 I、Q 流。如果需要的话, 可使用两级或多级下变频, 以便在合适的中频上进行放大。这也适用于图 13 中的 2GHz 下变频器, 但要注意到在所有相应的下变频阶段上对每个知线元要使用相同的本振信号, 以便不引入相对的相位偏移。

由卫星接收的复用 I、Q 流可以使用用于复用器 1505 和 1506 的同一个复用时钟(未表示)来解复用。地面站的任务就是在发送信号时要考虑传播时间, 以使信号按照正确的定时关系到达, 保证到达卫星时能够进行正确的解复用。用这种方法, 卫星上的功能保持简单可靠, 复杂性限制在地面站中, 以便出了故障时能够对设备进行修复。

为了图示清楚起见, 上面的描述进行了简化, 只考虑了所有天线元信号都时分复用到一个单一的 TDM 复抽样流中。技术熟练的人很容易理解应当使用混合的 TDM/FDM 方案, 在该方案中形成几组时分复用信号, 并用它们来调制分立的 FDM 载波。举例说, 如果一个单个的复用流产生不太实际的较高的抽样率, 就要用这种改进的方案。

也是为了图示清楚起见, 上面的描述集中于复信号的笛卡尔(I、Q)表示。在调制 K 波段馈送链路之前使用模拟复用器复用信号时, 或者在复用之前使用前面参考的美国专利号 5, 048, 059 对信号进行数字化时, 形成复信号的极坐标或对数极坐标表示, 同样也是可行的。

图 16 表示了本发明的这个示范实施例的主站中的发送信号处理。每个将发送到移动电话的话音信道可以作为标准的 64KB/

S 的 PCM 信号接收, 或者作为可转的 PCM 的模拟信号接收。PCM 信号可使用典型的话音压缩算法, 例如, CELP (码本激励线性预测), RELP、VSELP 或子带编码, 进行代码转换, 以得到较低的比特率, 例如 4.8KB/S。变换后的话音信号进行纠错编码, 并加入附加的比特, 例如循环冗余校验比特 (CRC), 慢关联控制信道信令信息 (SACCH), 每时隙的同步字以及时隙间的保护符号。每个信道处理在话音处理信道卡 1600 中进行。从, 例如, 500 个这样的信道卡中输出的比特流在复用器 1601 中与控制处理器 (未表示) 来的控制信道数据流一起复用, 形成 TDMA 比特流, 例如, 以每秒 6.5536 兆比特的速率。该比特流送到数字调制器 1602, 将信息流数值转化成代表调制波形的 I、Q 分量的复数流, 该转化以诸如每比特 8 个样点的抽样速率进行。

如上面所述产生的 TDMA 信号是为了发送到第一群, 例如, 一个给定网眼或区域内的 500 个移动电话。用类似电话 1600、1601、1602 形成的其它的这样的 TDMA 信号是为了传输到 36 个其它网眼中另外的带 500 个移动电话的群中。总网眼数 (在本示范实施例中即为 37 个) 乘以每个网眼的业务信道数 (即, 500), 就得到如 18500 个话音信道这样的总体系统容量。每个网眼的时隙 1 中的信号以相同的频率同时发送到相应的网眼中。为了防止在同时间使用相同频率的相邻网眼之间的泄漏干扰, 本发明的这个典型实施例包括矩阵处理器 1603, 通过对每个时隙使用 37×37 的复系数矩阵加权求和处理调制器 1602 来的信号。每个时隙的 37×37 个系数存贮在系数存储器 1605 中, 该存储器可以分散在数值信号处理器的部件中, 但是图 16 中为了更好地阐明原理, 将

其综合在一起标志为一个单独的模块 1605。在第一个时隙期间, 第一套参数 C 从存储器中选出, 与调制器 1602 出来的调制信号进行矩阵乘, 以得到信号, 用于数模转换器 1604。每个数模转换器是双通道单元, 能够与复数进行运算。例如, 矩阵处理器的输出信号每个都由 12 比特的实部 (I) 和 12 比特的虚部 (Q) 组成, 经数模转换产生模拟的 I、Q 信号。I、Q 信号馈送到 FM K 波段 FM 发射机中, 以便从中心站发送到卫星。

当通过卫星在 S 波段上转发到地面时, 矩阵处理的结果是每个移动电话只接收自己的信号, 在矩阵处理器中, 通过加上存储器 1605 来的系数确定的相反符号的补偿量抵消了其它网眼来的网眼间干扰。只要在相应网眼中使用时隙 1 的 37 个移动台在位置上是分开的, 即, 没有两个移动台处于网眼边缘的相同位置上, 这种处理就是可行的。这个条件通过本发明的典型时隙分配算法特性来保证, 它也提供了一个一般的信道分配算法, 并基于给最差情况移动台提供最大信号质量的原则。

如果使用 20ms 的 TDMA 帧周期, 那么典型地一个时隙的持续时间约为 $40\mu\text{s}$ 。一个时隙在 6.55536MB/S 时对应为 256 个比特周期, 调制器 1602 为每个时隙产生 2048 个复数值。在矩阵处理器使用第一个时隙的系数集处理 2048 组 37 个复数值之后, 系数要为第二个以及随后的时隙而改变, 以便正确地抵消使用时隙 2、3 等等的 37 个移动台的相应组之间的干扰。

如果在不同网眼内使用相同时隙接收的两个移动台在通话过程中过分接近, 控制处理器 (未表示出来) 将会注意到为抵消干扰而产生一套合适的系数是很困难的。按照典型网眼的大小来限

制陆地移动电话移动的速度是不太可能的,但是如果发生了上述情况,控制处理器要决定是否需要的其中的一个移动台改变时隙。目的是使用一个附近的移动台不使用的时隙来连接该移动台。如果必要的话,占有一个理想的(即低干扰)时隙的移动台甚至要转移到一个刚刚满足要求(即,勉强可容忍的干扰)的时隙,以便释放它原来的时隙,解决当前的位置靠近的问题。事实上可能不必考虑这样的情况,因为,例如从500个时隙中选择的话,很可能会找到较好时隙而不是目前会影响信号质量的时隙。例如允许每10秒中每个网眼有一次时隙改变,可以预计会实现满意的快速的时隙分配的优化以及对移动台移动的令人满意的适应。

实际上,要提供更快的改变速率,以便按照新通话加入,旧通话消除的速率进行处理。在每个时隙37个移动台这样的容量以及平均通话持续3分钟情况下,在一些网眼中大约每5秒中某个时隙被清除一次,新的通话继而分配到该时隙。总之,在本例中,给定500个时隙,37个网眼,每秒中所有网眼中要有100个时隙被消除并重新分配。

这样的—个通信系统不应设计为负荷达到100%的系统容量,否则下一个通话尝试就会阻塞。每个网眼500个时隙可用时隙,平均负荷为474个时隙就可达到1%的阻塞概率。因此,平均来说,本示范实施例中的37个复用器1302的每一个上的500个时隙要有26个不使用。应该注意到,哪一个复用器用来发送一个特定的时隙到移动台并不是重要的。选定了哪一个时隙,就要选择系数矩阵相关的列,它决定了使用相同时隙的移动台是非干扰的。因此如果在两个或更多的复用器1601上有相同的时隙,例如

号码 371 是空闲的, 使用哪一个连接一个新的通话是无关紧要的。

因此在控制处理器中执行的分配算法首先要确定大多数复用器上哪些时隙是空的。这就是当前最小数量的移动通话所占据的时隙。使用随机存取接收器中有关收自新移动台的信号之间关系的信息 (即, 由新移动台的随机访问信号与所有天线元信号的相关性决定的 C 矩阵系数), 控制处理器判断需要改变到的系数存储器 1605 中与某个空时隙——如果新的信号将使用这个空时隙——相关联的系数集以保持无干扰。

在系数存储器 1605 中如何为一个示范实施例选择参数的一般原则现在将做一略述。

如前面所讨论的, 为了从移动台接收信号, 天线元 1 接收移动信号 M_1 的量 C_{11} 加上移动信号 M_2 的量 C_{12} , 等等。为了更一般地阐述, 天线元 K 接收移动台 i 的信号大小 C_{ki} 。可逆地假设, 从天线元 K 发射的信号 T_k 将以 $C_{ki} \cdot T_k$ 的大小被接收。因为从天线元 K 到移动台 i 的通道上的任意方向假设具有相同的衰减和相位偏移, 将由复数 C_{ki} 给出。

因此, 在移动台接收的信号 R 与天线元发射的信号之间的关系由矩阵等式给出:

$$R = C^t \cdot T; \text{ 此处上标 } t \text{ 表示一个转置矩阵。}$$

使用 C 的转置矩阵是因为: C_{ki} 的第一个下标 k 乘上相应的 T 元素的下标, 而在移动台到卫星方向上天线元 K 从移动台 i 接收的信号由 $C_{ki} \cdot M_i$ 给出, 所乘的是对应于移动信号 M_i 的下标 i 的 C 的第二个下标 i 。因此在卫星到移动台方向上, 与移动台到卫星

相比, 矩阵系数的下标要进行转置。

为了达到无干扰, 从卫星天线元发射的信号集由下式给出:

$$I = C^{-1} \cdot R$$

转置的求反即求反的转置, 因此甚少在可逆的假设下, 存储在系数存储器 1605 中的下行链路时隙 (j) 的系数集就是图 9 中的数值处理器 650 中的上行链路频率 (j) 所关联的系数集的转置。

当上行和下行链路频率相同时使用互逆性。如果上行和下行链路频率上的天线元辐射方位图相同, 那么可使用相对幅度的互逆性。不能使用相位的互逆性, 因为相对相位取决于信号至/到每个天线元所经历的相对距离, 用波长去除并且乘以 360 度角而产生的很小的差别。如果上下行链路上波长不同, 那么相位的关系将不同。但是, 相对时延的差别与频率无关, 因此是可逆的。由此可知, 在一个频率上的相对相位差别的集合可以使用第一个波长转化为时间差别的集合, 然后再使用另一个波长重转换为相位差别的集合, 以便从第一个频率上已知的一个集合得到在第二个频率上有效的系数的集合。

基于前面的讨论, 按照本发明的示范实施例, 包含在存储器 1605 中的发射系数可以由下面步骤得到:

(1) 将新的移动台接收的信号在它的随机访问传输中与单个的天线波束元信号求相关, 以确定用于接收 C 矩阵的一列新的系数。

(2) 基于旧的逆 C 矩阵和新的列, 为从新的移动台接收流确定新的逆 C 矩阵。

(3) 通过使用上下行链路频率比标定相对系数相位角, 将新

接收的 C 矩阵列转换成新发送的 C 矩阵的行; 并且

(4) 基于旧的发送 C 矩阵和新的行确定新的发送逆 C 矩阵。

用于实现上述示范实施例的一个详细的示范数学过程现在在欠载的情况下进行推导, 该情况即存在比卫星上提供的天线馈电元少的当前活动移动信号与之通信。这样的空闲容量是为无线电信典型设计的, 能为一个新的通话提供一个具有 98% 的概率的空闲信道, 这样顾客总的来说不会为呼叫阻塞而发火。

本例中活动的移动台标为 $1 \cdots m$, 这些移动台要接收的信号标为 $R_1 \cdots R_m$ 。它们之间通信的可用的天线元/转发器信道标为 $1 \cdots n$, 由相应的每个天线元发射的馈送到天线元的信号标为 $T_1 \cdots T_n$ 。同以前一样, 矩阵 C, 此时是一个 $m \times n$ 的非方阵, 决定了每个发射信号 T_k 有多少到达每个移动台成为 R_i , 矩阵由方程给出:

$$R_1 = C_{11} \cdot T_1 + C_{12} \cdot T_2 \cdots + C_{1n} \cdot T_n$$

$$R_2 = C_{21} \cdot T_1 + C_{22} \cdot T_2 \cdots + C_{2n} \cdot T_n$$

.....

$$R_m = C_{m1} \cdot T_1 + C_{m2} \cdot T_2 \cdots + C_{mn} \cdot T_n$$

或者用矩阵/矢量标记简写为 $R = CT$ 。

因为 C 不再是个方阵, 它没有直接的逆, 所以由下式给出的 T 没有奇异解:

$$T = C^{-1} \cdot R$$

相反有一个连续解, 因为有比可满足的条件多的自由度去选择 T 值(即, $n > m$)。

但是, 通过加入强制条件: 馈送入天线元产生所需的移动接

收信号 R 的均方功率应最小, 就可得到下面的奇异解:

$$T = C^t \cdot (CC^t)^{-1}$$

这个方程可如下得到。使 R_{desired} 为接收站希望接收的信号 M 元矢量, T 是送入发射天线的信号的 N 元矢量, 这里 $N > M$ 。 C 是 M 乘 N 的系数 C_{ik} 矩阵, 描述信号如何从发射天线 j 传播到接收站 i 。用 R_{achieved} 表示实际接收信号的 M 元矢量, 因此有

$$R_{\text{achieved}} = C \cdot T \dots \dots \dots (1)$$

希望找到一个未知的 T 可做为待接收信号的一个线性函数, 使消耗在处理过程中的总发射功率最小。用 M 乘 N 矩阵 A 的系数形成的线性组合如下:

$$T = A \cdot R_{\text{desired}} \dots \dots \dots (2)$$

将 T 从 (2) 代入 (1) 可得:

$$R_{\text{achieved}} = C \cdot A \cdot R_{\text{desired}}$$

仅当 $C \cdot A$ 为 $M \times M$ 的单位矩阵 I 时可得 $R_{\text{achieved}} = R_{\text{desired}}$ 。

$$\text{因此 } C \cdot A = I \dots \dots \dots (3)$$

是一个必要条件。因为 C 不是方阵, 不能简单地求逆而写出:

$$A = C^{-1}$$

此外, $C \cdot A = I$ 是一组 $N \times M$ 未知矩阵 A 必须满足的一组 $M \times M$ 方程, 乘积的 $M \times M$ 项给出 $M \times M$ 单位矩阵 I 。

因为 $N > M$, 未知数的个数比方程的个数多, 因此方程 (3) 没有奇异解, 而是一组连续解。必须加入其它一些条件以定义出所关心的一个特解。这里所加的条件是发射信号 T 的矢量所具有总功率应最小化。

可以验证方程 (3) 的一个特解是 $A = C' (CC')^{-1} = U$, 这里, 表示共轭转置。将特解 U 做为 A 代入方程 (3), 得到:

$$C \cdot U = C \cdot C' (CC')^{-1} = (CC') \cdot (CC')^{-1}$$

它很显然等于所要求的 I 。

通过在上面找到的特解中加上一个任意矩阵 V 可形成一个一般解, 得到:

$A = C' (CC')^{-1} + V$, 但它必须满足方程 (3), 将 A 的这个值代入方程 (3), 得到:

$$C(C' (CC')^{-1} + V) = I$$

即, $CC' (CC')^{-1} + CV = I$

即, $I + CV = I$

即, $CV = 0 \dots \dots \dots (4)$

因此, V 可以是任意的, 只要它满足方程 (4)。只当所有 V 的列与所有 C 的行正交时, 一个非零 V 矩阵左乘 C 时给出恒为零的结果。 C 的行是 N 元矢量, 但是只存在 M 个, 所以它们不会完全跨度 N 维空间。在该空间中存在 C 的行不能投影到的 $N-M$ 个其它维, 因此 V 的列可以包括任意限制在 $N-M$ 维子空间的矢量, 这些矢量在 C 的 M 维子空间中不投影。

因此, 方程 (3) 的一般解为

$A = U + V$; 这里 U 是上面标明的特解, V 必须满意 $C \cdot V = 0$

发射信号 T 由下式给出:

$$T_1 = A_{11} \cdot R_1 + A_{12} \cdot R_2 + \dots + A_{1m} \cdot R_m$$

$$T_2 = A_{21} \cdot R_1 + A_{22} \cdot R_2 + \dots + A_{2m} \cdot R_m$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$T_n = A_{n1} \cdot R_1 + A_{n2} \cdot R_2 + \cdots + A_{nm} \cdot R_m$$

这里 R_1, R_2 等等是 R_{desired} 的元素。

如果 R_1, R_2 等等都是用于不同接收站的独立信号，在它们之间不相关，因此在线性求和过程中按均方根方式相加形成 T 元素。

$$\text{因此, } T_1 \text{ 的均方值就是 } |A_{11} \cdot R_1|^2 + |A_{12} \cdot R_2|^2 + \cdots + |A_{1m} \cdot R_m|^2$$

$$\text{类似地, } T_2 \text{ 的均方值为 } |A_{21} \cdot R_1|^2 + |A_{22} \cdot R_2|^2 + \cdots + |A_{2m} \cdot R_m|^2$$

将包括相同的 R_i 的这些表列式的列相加, 得到:

$$\text{POWER} = \text{SIGMA}_i [|R_i|^2 \cdot \text{SIGMA}_j |A_{ij}|^2]$$

现在 $\text{SIGMA}_j |A_{ij}|^2 = \text{SIGMA}_j (A_{ij} \cdot A_{ij}) = \text{SIGMA}_j (A'_{ji} \cdot A_{ij})$, 这里 A'_{ji} 在 A 的共轭转置中指元素 ji 。

但是值 SIGMA 只简单地是整个矩阵乘积 $X_{ij} = \text{SIGMA}_k (A'_{ji} \cdot A_{ik})$ 的 jj 对角线项, 这是 A' 和 A 矩阵乘的方程, 即 $X = A' A$ 。

现在用 $A = U + V$ 代替, 那么:

$$X = (U' + V') \cdot (U + V) = U' U + V' V + U' V + V' U, \text{ 以及}$$

$$U' V + V' U = 2\text{Re}(U' V)$$

将 $U = C' (CC')^{-1}$, 即, $U' = (CC')^{-1} \cdot C$ 代入前面的方程, 得到 $U' V = (CC')^{-1} \cdot CV = 0$, 因为 $CV = 0$ 。

$$\text{因此 } 2\text{Re}(U' V) = 0 \text{ 且 } U' V + V' U = 0$$

所以 $\text{SIGMA}_j |A_{ij}|^2 = \text{SIGMA}_j (|U_{ij}|^2 + |V_{ij}|^2)$ 导出:

$$\text{POWER} = \text{SIGMA}_i [|R_i|^2 \cdot \text{SIGMA}_j |U_{ij}|^2] + \text{SIGMA}_i [|R_i|^2 \cdot \text{SIGMA}_j |V_{ij}|^2]$$

因为分别包括 U 和 V 的两项只能是正的，在第二项中任意矩阵 V 选为 0 将使功率最小。由此，产生所需的接收信号的发射信号的解为：

$$T = A \cdot R_{\text{desired}} \quad \text{这里 } A = C' (CC')^{-1}$$

该解在 $N = M$ 的情况下仍有效，此时 C 是个方阵，上面的减少为：

$$A = C^{-1}$$

应用前面所述的原则，使用多余的自由度不只是为了在每个移动台产生不受同信道干扰的信号，也是为了在给定的总辐射功率下得到所要信号最大。总的均方辐射功率实际上是由下式定义的矩阵 A 系数的平方值之和：

$$A = C' \cdot (C \cdot C)^{-1}$$

沿着 A 的列的平方和给出与相应移动台通信使用的辐射功率。就能找到最差情况的移动台，即，使用最多的卫星功率的那个。按照本发明的一个特性，通过从移动台所属的目前的组中删掉最差情况的移动台，并将其与另一个组相关联，从而使中心站的控制处理器周期性地检查总卫星功率是否可以最小化（或使用功率最优化）。这可以通过重新计算上述带 C 的表达式来完成，该矩阵曾被最差情况站对应的行所减弱，因而可确定只节省支持其余站工作在最有效方式下所应节省的卫星功率。那么 C 中去掉的行用于轮流增加每一个与其它使用不同频率信道 (FDMA)，或多

个载波(CDMA)或时隙(TDMA)的移动台组相关联的C矩阵,且上面的表达式计算出来确定必要的功率的增加以支持该移动台轮流做为其它每个组的一个成员。如果这些情况中的一个其功率的增加少于从原来组中去掉该移动台节省的功率,那么为了改善卫星功率的利用,应将频率或时隙转交到这个新的组。这个过程类似可用于确定一个新的移动通话应关联于现存的哪个组,即,找到一个组能使新的通话连接上以后产生最小的卫星功率的增加。

图17表示了一个示范实施例,图解了发射和接收矩阵处理器之间的互连,以及实现上面描述的干扰抵消和优化信道分配操作的地面站上的控制处理器。

接收矩阵处理器1700从地面站RF部分接收数字化的信号抽样。接收处理可以按照图9发明的示范FDMA实施例,或按照图16的示范TDMA实施例进行构造。进一步的,一个示范的CDMA实施例可以按下述方法构造,例如,增加信道分裂滤波器的带宽,并在图9电路包括一个CDMA型式的每信道处理。进一步地,本发明的示范实施例可以使用新的差(subtractive)CDMA系统构造,该系统在美国专利号5,151,919, Paul W. Dent的题为“CDMA差(subtractive)解调”中描述,这里引用做为参考。本发明的这些特性使它也能用于陆地蜂窝系统。

接收矩阵处理器1700使用上述控制处理器1702提供的逆C矩阵系数分开单个信道信号,这样可以消除或压缩同信道干扰。这些系数可以,例如,按下述方法确定。

当M个空间分开的天线/接收信道接收M个信号 S_i 的不同

组合值 R_i 时, 给出:

$$R_i = \text{SIGMA}_j (C_{ij} \cdot S_j) \dots\dots\dots (5)$$

或者用矩阵符号, $R = C \cdot S$, 那么 M 个信号的分开有一个直接解

$$R = C \cdot S^{-1} \dots\dots\dots (6)$$

当天线/接收信道 N 的个数大于它们所接收的信号 M 的个数, 矩阵 C 不是方阵且不能求逆。使用 N 个信道的任何子集 M 存在一个可能的连续解, 但可能也存在一个期望的奇异解。

使用 N 个发射信道发射 M 个信号的逆问题在上面通过加入附带的最小化总发射功率的要求而得到解决。在接收情况下, 可以加入最大化信噪比的条件找到所需的奇异解。为了做到这一点, 必须假定接收机中存在有限量的噪声。

在这个解被描述之前, 将描述另一个解出下列方程的方法:

$$C_{11} \cdot S_1 + C_{12} \cdot S_2 \dots + C_{1M} \cdot S_M = R_1$$

$$C_{21} \cdot S_1 + C_{22} \cdot S_2 \dots + C_{2M} \cdot S_M = R_2$$

.....

$$C_{N1} \cdot S_1 + C_{N2} \cdot S_2 \dots + C_{NM} \cdot S_M = R_N$$

当 $N > M$ 时, 存在超过未知数的多余方程。它们应该都是一致的, 且解 N 的任何子集 M 应该得到相同的答案。但是, 由于会引起接收值 R 中不相关的误差的接收噪声, 方程将不全是完全一致的。

该方程的一个已知解被称为最小二乘法解。最小二乘法寻找这样的解—它将需要加到 R 值中的噪声误差的 RMS (均方根) 之和最小化, 从而使方程一致。

$$\text{误差矢量 } E \text{ 可定义为 } E = C \cdot S - R \dots\dots\dots (8)$$

和的平方误差则为

$$E'E = (C \cdot S - R') \cdot (C \cdot S - R) = S' \cdot C' \cdot C \cdot S - R' \cdot C \cdot S - S' \cdot C' \cdot R + R' \cdot R \dots \dots \dots (9)$$

将该表达式对每个 R 值求导, 得到梯度值:

$$\text{grad}(E'E) = 2C' \cdot C \cdot S - 2C' \cdot R \dots \dots \dots (10)$$

$E'E$ 当 $\text{grad}(E'E) = 0$ 时是一个全局最大值,

$$\text{即, } C' C \cdot S = C' R, \text{ 或 } S = (C' C)^{-1} \cdot C' \cdot R \dots \dots \dots (11)$$

M 信号的最小二乘法解因此是 $S = A \cdot R$, 这里

$$A = (C' C)^{-1} \cdot C' \dots \dots \dots (12)$$

可以和最小发射功率解相比较, 这里

$$A = C' (CC')^{-1}$$

上述的最小二乘法解不一定使每个信号的质量最大化。为了找到使每个信号质量最大化的解应该去找得到该信号的最好的 A 矩阵行。

分立的信号 S_i 由 A 的行 i, 此后写做 A_i , 乘上接收信道输出矢量 R 给出, 即 $\underline{S_i} = A_i \cdot R$ 。R 由 $C \cdot S + \text{Noise}$ 给出, 这里“Noise”是不相关的噪声矢量, 在接收信道上带有分量 $N_1, N_2 \dots \dots$ 。

$$\text{因此, } \underline{S_i} = A_i \cdot C \cdot S + A_i \cdot \text{Noise} \dots \dots \dots (13)$$

出现在 $\underline{S_i}$ 中所要的分量 S_i 的大小如下给出:

$$(A_{i1} \cdot C_{1i} + A_{i2} \cdot C_{2i} + A_{i3} \cdot C_{3i} + \dots \dots + A_{iN} \cdot C_{Ni}) \cdot$$

$S_i = A_i \cdot C_i$ 这里 C_i 表示 C 的 i 列。

假设所有 S_i 用单位功率发射, 待求的所要分量的功率为:

$$P = |A_i \cdot C_i|^2 = A_i \cdot C_i \cdot C_i' \cdot A_i' \dots \dots \dots (14)$$

但是, 由于其它信号 S_k , 在求得的信号中也存在不需要的分量。所有不等于 i 的 K 的不需要的功率的总和为:

$$I = A_i \cdot C_{dim} \cdot C'_{dim} \cdot A_i' \dots\dots\dots (15)$$

这里 C_{dim} 表示去掉 i 列的矩阵 C 。

除此之外, 噪声功率为

$$|A_{i1} \cdot N_1|^2 + |A_{i2} \cdot N_2|^2 \dots\dots = A_i A_i' \cdot nI \dots\dots\dots$$

(16)

这里 n 是每个噪声信号 N_1 、 N_2 等等的均方值。信噪加上干扰的比为:

$$\frac{P}{I+N} = \frac{A(C_i C_i') A'}{A(nI + C_{dim} \cdot C'_{dim}) A'} \dots\dots\dots (17)$$

数学上将这个表达式称为厄米特 (Hermitian) 式比值。类似下述形式的表达式的最大、最小值由 $V^{-1} \cdot U$ 的特征值 q 给出:

$$\frac{X' U X}{X' V X}$$

该特征值通过 $\det(V^{-1} \cdot U - qI) = 0$ 的解得到。给出这些极值的 X 的值就是相应的特征值。 $V^{-1} \cdot U$ 在此种情况下为 $(C_{dim} \cdot C'_{dim} + nI)^{-1} \cdot C_i \cdot C_i'$, 且 X 为 A' 。

现在使用如下定理, 一个 n 乘 m 矩阵与一个 $m \times n$ 矩阵积的特征值 (这里 $n > m$) 等于反方向乘积的特征值, 加上 $n - m$ 个零特征值。

使用有问题的两个矩阵, 一是 N 乘 1 矩阵 ($C_{dim} \cdot$

$Cdim' + nI)^{-1} \cdot Ci$, 另一个是 1 乘 N 的矩阵 C' , 所需的特征值一定是反乘积的特征值:

$$\begin{matrix} Ci' & (Cdim.C'dim+nI)^{-1} & Ci & \dots\dots\dots (18) \\ 1 \times N & N \times N & N \times 1 \end{matrix}$$

这只有 1×1 维, 即, 它是个标量, 只有一个非零特征值。

因此 $q = Ci' \cdot (Cdim.C'dim+nI)^{-1} \cdot Ci \dots\dots\dots (19)$

有关的特征矢量 Ai' 是下面形式方程的解 V :

$$\begin{aligned} \text{Matrix} \cdot V &= V \cdot \text{Eigenvalue} \\ (Cdim.C'dim+nI)^{-1} \cdot Ci \cdot Ci' \cdot V &= Vq \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

从方程 (19) 中代入 q 的值,

$$(Cdim.C'dim+nI)^{-1} \cdot Ci \cdot Ci' \cdot V = V \cdot Ci' \cdot (Cdim.C'dim+nI)^{-1} \cdot Ci \dots\dots\dots (21)$$

可使 $V = (Cdim \cdot C'dim + nI)^{-1}$ 进行验证使方程 (21) 左右两边相等。因此, 这个特征矢量是在最佳信号噪声干扰比情况下, 从 R 得出 Si 的系数 Ai 的行的最佳解。

如果我们从最大化信号对 (信号 + 噪声 + 干扰) 的比开始, 将得到:

$$Ai' = (C.C' + nI)^{-1} \cdot Ci \text{ or } Ai = Ci' \cdot (C.C' + nI)^{-1} \dots\dots\dots (22)$$

即, 用于颠倒的是整个 C 矩阵, 不是去掉一列的矩阵 $Cdim$ 。最大化 $S(S+N+I)$ 的值应该等于最大化 $(S/N+I)$ 的值, 因为它们之间的差别只有常数 1。

可以看到这个解与最大化 $S/(N+I)$ 的解只差一个标量因子 $1/(1+q)$, 因为一个固定的标量不会改变信噪比, 结果应是相同的解。如果这样为所有的 i 得到的 A_i 一个一个地排列起来形成 M 乘 N 的矩阵 A , 行 C_i' 是原来的列 C_i , 也一个一个地排列起来形成矩阵 C' 。

$$\text{因此 } A = C' (CC' + nI)^{-1}$$

这类似于最小化发射功率时上面所得到的解, 除了这里的“ C ”矩阵是发送矩阵的转置且为 M 乘 N 矩阵而不是 N 乘 M 。这意味着 $N \times N$ 矩阵 CC' 只有 $M < N$ 的秩, 且没有直接的逆, 是奇异的。但是, 噪声通过项 nI 加入对角线元素, 推动矩阵转化为非奇异的, 上面的解就成为可计算的了。

发送时的解提供了一种方法, 能够测试在重新优化之后为了支持一路增加的信号应该增加多少总发射功率。相应的, 在接收情况下, 能够测试已经接收到的信号加入一路新信号在一个增添的列加入 C 矩阵、上述的系数重新优化之后如何影响信噪比的。上述 C 增添的列代表 N 个接收/天线信道接收的新信号的相对大小和相位。当新信号出现在随机访问信道且不与其它信号冲突时就可确定。进一步的, 随机访问可以用比一般业务高的功率或更多的编码来进行, 以加快检测和解码。

信号被解码, 且回溯地, 解码信号可与每个 N 信道记录的信号抽样进行相关, 以确定新的 C 矩阵系数。然后可做一测试, 将新的 C 列轮流加入每个候选 C 矩阵中, 这些 C 矩阵与正流动的信号的不同组相关联, 为了确定由于加入新的信号具有最差情况 SNR 衰减的组。这就确定了为了传输新信号的信道分配, 并解释

在随机访问和信道分配过程中, C 矩阵系数是如何得到一个当前行的。

分立的信道信号在分立的信道处理器 1701 中进行处理。信道处理器既可在通话连结之后用于处理用户业务, 也可用于从给定的方向上寻找随机访问信号。后者要通过合成从卫星接收的信号形成覆盖地球固定区域的波束来完成, 该固定区域是随机访问信号可被接收的区域。使用的系数通过控制处理器 1702 来选择, 以提供对其它区域同频率的其它信号产生的干扰的抵消或削弱, 从而对侦听到随机访问信息的概率进行最大化。随机访问信息也可以用一个附加级别的纠错编码来提供, 以便当缺少关于访问尝试接收方向的先验知识时, 最大化接收概率。可选择地, 随机访问信道可以是频率预分配的, 以防止邻近网眼中直接的频率复用, 例如, 通过使用了网眼频率或时隙复用计划, 因为对随机访问使用三频率或时隙不会象对每个业务信道使用这样的频率使用计划一样对总的系统容量产生有害的影响。

信道处理器 1701 对控制处理器 1702 提供关于每个波束信道或分立信道中每个信号大小的信息, 控制处理器 1702 使用这些信息控制接收矩阵处理器 1700 所用的干扰抵消系数。依照, 例如, 每个分立信号和每个波束信号之间的相关的分别定义或分立信号之间相关的定义, 控制处理器 1702 可使用两种不同的控制概念。

在第一个示范的控制装置中, 由信道处理器 1701 解码的分立信道信号分别轮流地与每个不分立的波束信号进行相关或部分相关。实现这个相关的电路连接在每个信道处理器 1701 和每

个其它的信道处理器 1701 之间进行安排,但是在图 17 中为清楚起见将这些连接去掉了。用于相关的分立信号的组成适于是信道信号中已知的位模式,例如一个同步字或位模式。相关的结果直接代表 C 矩阵系数,由控制处理器处理以得到上面定义的 A 矩阵系数。

在第二个示范控制装置中,由信道处理器 1701 解码的分立信道信号与其它信道信号的至少部分进行相关以确定残留的由于其它信道信号产生的未抵消的干扰的大小。一起执行相关操作的其它信道信号的组成部分适于是每个信号中所含的已知模式。例如一个同步字。由于这些模式是已知的,因此不必在信道处理器 1701 之间进行交叉连接,避免大量的互连。更进一步地,因为控制处理器 1702 对接收矩阵系数的修正不必以很快的速率进行,它们对于给定的一组发射移动电话来说是相对不变的,不同信号的相关可以在不同的时间出现,在进行相关的时刻发射机可以通过预置,为相关处理插入一个特殊的同步字。

例如,假设发射信号的每段中,即一个 TDMA 时隙中,使用了一个已知的 16 比特的同步模式。存在 16 种可能的正交的 16 比特字。可以将正交的同步字分配给 16 个不同的信号。一个快速沃尔什 (Walsh) 变换器,例如美国专利申请号 07/735,805 题为“快速沃尔什变换处理器”中描述的变换器——该文发于 1991 年 7 月 25 日,在这里引为参考,提供一种有效方法将信号同时与所有可能的正交码字相关,然后直接确定残留的未抵消的干扰量。但是如果其残留干扰成分能被识别出来的信号个数大于 16,例如是 37,那么此时 15 个信号安排使用不同的正交的码字而其它 22 个

则使用第 16 个码字。被选定为使用不同码字的 15 个可在连续的 TDMA 帧之间进行改变,使得只过两帧之后,所有的信号就能唯一地识别出来。

这个示范过程也可用于 FDMA 或 CDMA 上行链路调制。在 CDMA 情况下,例如,正交扩频码可被分配用于辅助识别。如果一个混合的 FDMA/CDMA 上行链路与,例如,四交迭正交 CDMA 信号在每个频道上一起使用,如上面提到的美国专利申请系列号——,题为“TDMA/FDMA/CDMA 混合天线接入方法”,发于 1994 年 1 月 11 日的文中所描述的那样,那么系统可以很容易地同时找到已知的用于所有四个正交码的同步模式。通过交换上面描述的基本的同步模式,可以从任何个数的在不同地点使用相同信道频率的不同的 CDMA 发射中识别出残留的干扰成分。也可这样实现,例如,用 C 矩阵分开信号之后,该信号可与它自己已知的位模式进行相关,其它信号已知的模式也就应该消除了,后面相关的结果得到残留未抵消的信号的大小并可用于更新 C 矩阵。

在第二个示范装置中, C 矩阵系数不是直接确定的,但是残留干扰量与 A 和 C 矩阵系数中的误差有关。这个关系可如下表示。

卫星或基站广播从 N 个发射机/天线来的 M 个所需信号的 N 个组合。这 N 个组合应该这样选择:使每个接收站只接收它所要的信号,接收机中其它的 M-1 个信号被抵消。N 个线性组合最好是上面提出的那些,它使每个接收站只接收它所要的信号,并带有最小的总和发射功率。

$$\text{发射信号 } T = \begin{bmatrix} T1 \\ T2 \\ \cdot \\ \cdot \\ TN \end{bmatrix} \text{ 由所要的接收的信号矢量 } R_d = \begin{bmatrix} Rd1 \\ Rd2 \\ \cdot \\ \cdot \\ RdM \end{bmatrix}$$

乘上 N 乘 M 矩阵 A 形成, 即 $T = A \cdot R_d$ 。

上述的 A 最好等于 $C' (CC')^{-1}$, 这里 C_{ij} 是从发射机/天线 j 到接收机 i 的传播。在呼叫建立的时间对于接收方向估计 C_{ij} , 并转化为对发射方向的估计, 如上面描述的。但是为用于计算矩阵 A 而在发射方向上对 C_{ij} 做的估计会存在误差。假设估计的发射矩阵 C 等于真正的矩阵 C_0 加上一个误差矩阵 dC , 即,

$$C = C_0 + dC \text{ 或 } C_0 = C - dC$$

由接收站实际接收的信号 R_a 由真正的 C 矩阵 C_0 乘上发射信号而得到, 即,

$$\begin{aligned} R_a &= C_0 \cdot T = C_0 \cdot A \cdot R_d = (C - dC) C' (CC')^{-1} R_d \\ &= R_d - dC \cdot C' (CC')^{-1} \cdot R_d = R_d - dC \cdot A \cdot R_d \end{aligned}$$

接收信号中的误差 $dR = R_d - R_a$, 由下式给出:

$$dR = dC \cdot A \cdot R_d \dots \dots \dots (23)$$

误差矢量 dR 的每一个误差元 i 包括每个其它不需要的信号 j 的一部分 $e(ij)$ 。

如果 M 个信号包含已知信号、模式或同步字, 通过在移动台与接收信号 i 进行相关, 就可能确定信号 j 残留的不需要量, 因而确定 e_{ij} 。

同步字可以是正交的,以便与所有同步字的相关可以同时通过一个正交变换—例如“沃尔什—哈达马变换器”—执行。如果可用的正交码字数少于信号 M 个数,正交码字可以分配给直接围绕的波束或网眼组,这些组中的信号最有可能由于不完善的抵消而产生干扰。一组有限的正交码字可以在 M 个信号之间交换以使同时可以允许不同的子集被分辨,且所有的 M 可顺序被分辨。用这种方式,在包含已知信号模式部分上,通过将接收信号 R_a 与所有正交码字进行相关,得到本身码字的大小以及不需要的码字的大小。其它码字的大小通过除以自己码字相关的复数大小得以定标,从而得到归一化的剩余误差 e_{ij} ,在接收站通过一个反向慢关联控制信道将其发送回发射站报告之前,它在几个测量间隔上取复数平均值。为了减少报告量,每个移动台在每个间隔上限制只汇报其相关器确定的最大误差。发送站可以选择性地假定该站的其它误差为零,或者当此时没有报告更改误差值时误差保持原来大小。

矩阵 $E = e_{ij}$ 因而等于 (23) 式中的矩阵 $dC \cdot A$, 所以有 $dC \cdot A = E$ 或 $A' \cdot dC' = E'$ 。

对于未知的 dC' 这是一组不够的方程组,但是当 dC' 的平方和为最小时存在奇异解,为:

$$dC' = A (A' A)^{-1} \cdot E'$$

进一步地,如果 $A = C' (C C')^{-1}$, 那么 $A (A' A)^{-1} = C'$, 所以 $dC' = C' \cdot E'$ 或

$$dC = E \cdot C$$

因此,得到 C 最初的估计以及由接收站报告的剩余相关测量,在

最初估计中的误差 dC 可以计算出来, 而且 C 的估计可以逐渐精确。

如上面所述, 如果反向 SACCH 信令容量不允许每次报告所有的误差, 那么只报告最大值就足够了。发射机可以选择只纠正那里的最大值, 然后, 或者等待其它报告。为了保证其余的也被报告, 发射机可以请求接收机通过前向 SACCH 信道做具体的测量。所提的这些改进是为了完整地描述本发明的范围, 在卫星移动通信系统中可能不需要这些额外的复杂度, 因为在卫星波束中, 移动台的相对位置的改变相对于通信速率来说是很缓慢的。

控制处理器得到下行链路 C 的初始估计, 以及 A 矩阵系数, 如前所述它们在上行链路上通过同步字相关测量到下行链路频率。控制处理器然后连续输出纠正过的 A 矩阵系数到发射矩阵处理器 1704, 如上所述这些系数适于转换到下行链路频率。

由于每个天线元信道间相位的匹配会给这种转换操作增加复杂度。上面已经提到上下行链路频率上的信号之间的相反幅度, 可以很合理地认为是相同的, 且信号之间相对相位可以用上下行链路波长比来标定。但是, 要考虑到从每个天线元转发移动台 - 卫星上行链路信号的信道间存在相位失配的情况。信号相位则不只是天线元相位, $\text{PHI}(i)$, 而包括了附加的不匹配项, $d\text{PHI}(i)$ 。如果 $\text{PHI}(i) + d\text{PHI}(i)$ 被波长比定标, 那么 $\text{PHI}(i)$ 部分会正确标定, 但是不匹配部分 $d\text{PHI}(i)$ 不能, 因为上行和下行链路通道的相位不匹配之间不存在相关性。如果上下行链路相位不匹配分别用 $\mu\text{PHI}(i)$ 和 $d\text{PHI}(i)$ 表示, 那么需要计算:

$$a \cdot (\text{PHI}(i) - \mu\text{PHI}(i)) + d\text{PHI}(i); \text{ 这里 } a \text{ 是波长比}$$

可写成 $a \cdot \text{PHI}(i) + (d\text{PHI}(i) - a \cdot \mu\text{PHI}(i))$ 和项 $d\text{PHI}(i) - a \cdot \mu\text{PHI}(i)$, 它至少是一个单个常数, 必须用某种方法确定以便将接收移动信号确定的 A 或 C 矩阵系数转换为用于发射到移动台的系数。这可以, 例如, 通过固定系统定标来做到, 即通过遍布服务区域不同地点的几个监控站或“样本移动台”的帮助来实现。或者, 通过移动台测量有限数目的与其它信号的残留相关, 并在慢关联控制信道 (SACCH) 上报告这些相关值, 系统可以接收足够的信息为相位不匹配连续地执行必要的定标。如果需要的话, 这样的报告信息也可有助于定标幅度失配。

本发明也可用于改善陆地蜂窝无线电话系统的容量。这样的系统一般使用 3 扇面天线从同一位置激励三个邻接的网眼, 如上面所描述的。因为扇面之间的隔离度不很高 (实际上在两个扇面边缘的移动站隔离度几乎为零), 对于一般的系统不可能允许在所有三个扇区中使用相同的频率。按照本发明的示范实施例, 尽管如此, 相同的信道可以和被使用和形成扇区的天线元个数一样的次数。因此一个 3 扇面天线 (典型地可由角形天线中三个垂直直排的振子天线阵来形成) 提供了将同一信道复用三次的机会。

陆地蜂窝通信的容量受到载波与同信道干扰比 (C/I) 参数的限制。如果相同频率上的信号沿 360 度方位角辐射所得的 C/I 与中心激励网眼的 C/I 相同。考虑到实现给定的 C/I 所需的复用模式, 一个 3 网眼群或点阵就变成与中心激励的网眼相等同了。已知在 AMPS 系统中需要 21 网眼的复用模式以提供所需的 C/I, 因此如果在相同地点所有扇面使用相同频率覆盖, 那么需要一个 21 点的复用模式。与通常使用的 7 点 3 扇面模式相比, 可以看出

由于需要将复用模式大小从 7 点增加到 21 点, 则在每个扇区使用相同频率得到的好处就丧失了。因此, 按照本发明的这个示范实施例, 应该使用环绕 360 度方位角的三个或更多的扇面或天线元。

图 18 表示了一个适于在陆地蜂窝系统中应用本项发明的示范的柱面隙缝天线阵列 1800。该天线阵列包括环绕着一个金属柱面的 8 隙缝环。水平隙缝天线给出所需的垂直极化, 隙缝为半波长长, 即对于 900MHz 频带来说为 16 厘米。较可取地是在基站使用替代的圆极化并在移动电话使用线性极化, 特别是当移动台为无确定天线方向的手持便携机。圆极化可使用下述方法形成: 交叉缝隙, 交叉偶极振子或混合缝隙—偶极振子组合的天线元。使用这样的结构同时形成两种极化常常是比较方便的, 且这可以通过对收发使用反向圆极化来利用以减少发—收耦合。

环绕柱面的元之间间隔必须大于半波长以避免缝隙互相碰上, 尽管可能通过一个很小的垂直排列减少它们之间潜在机制的干扰或相互间电磁耦合而使时隙交迭错开。如果, 例如, 使用 0.75 波长的间隔, 那么柱面周长是 6 个波长, 则柱面半径就小于一个波长或一英尺。这样的天线可以认为小于普通的三扇面天线。多个这样缝隙的环垂直排列, 带有例如, 0.5 或 1 个波长的垂直间隔以提供与一般的蜂窝基站天线相同的垂直孔径, 以及因此而得的垂直的方向性。排在一个垂直列上的缝隙由馈电线 1801 连结, 将其按相位馈入。对应于 8 个缝隙列的 8 条馈电线与 8 个 RF 处理信道 1802 相连接。每个 RF 处理信道为每个频道包括一个收发双工滤波器 1803, 一个线性发射功率放大器 1804, 一个 RF 放大器

이미지 파일의 내용을 읽을 수 없습니다.

是从相同方向接收的,合起来产生称为瑞利衰落的现象。例如在大网眼应用中,既然基站天线被小心置于很有利的高点,那么附近就不会有较大的反射物体,例如在 1.5 公里范围内,使射线确实从不同的方向来的。这就意味着从这样的物体反射的且从任意方向来的射线一定经历了一段较长的距离,例如,3 公里,那么会存在 $10\mu\text{s}$ 或更多的时延。

为了照顾前述的两种类型的现象,即从实际上相同的方向来的一组射线引起信号显示出瑞利衰落以及从实际上不相关的方向来的一组射线代表了一个延迟的信号这两种现象,另一项要引入接收矩阵处理,如下。

在第 i 个天线元接收的(缝隙列)信号抽样 $S_i(t)$,它是下面两项之和:从移动台 K 来的非相对延迟发射信号 $T_k(t)$;被 dt 相对延迟的信号:

$$S_i(t) = C_{i1}.T_1(t) + C_{i2}.T_2(t) \dots\dots + C_{in}.T_n(t) \\ + C_{i1}'.T_1(t-dt) + C_{i2}'.T_2(t-dt) \dots\dots + C_{in}'.T_n(t-dt)$$

当所有 $s_i(t)$ 的等式集成矩阵形式时,写做:

$$S_j = C \cdot T_j + C' \cdot T(j-m)$$

这里 T 的下标 j 表示当前时间的值,下标 $j-m$ 表示 m 个样点以前的值,与时延 dt 对应。例如,如果信号以每 $5\mu\text{s}$ 抽样,那么对于时延 $dt = 10\mu\text{s}$, m 将等于 2。

非延迟射线的信号衰落可认为是由于 C 系数变化引起,发射信号 T 保持不变,或者认为信号 T 由于瑞利衰落而变化,而矩阵 C 不变。在这里考虑后者,因为使用恒定矩阵分离了衰落的信号,

话音信道处理器可以象在陆地移动系统中一样处理衰落的信号。

如果信号 T 认为是衰落的, 但是, 要注意到在时延项上的衰落是不相关的。为了能够认为 $T(j-m)$ 是衰落信号 T_j 时延后的复制, 那么必须认为系数 C' 在直接射线上转换衰落与在时延后的射线上转换衰落是不同的, 才可以解释衰落上的区别。但是, 由于变化的系数是瑞利衰落值的比, 那么会产生 C' 的不确定值。

因此认为 C 矩阵相对于到达方向是恒定的。比较方便, 引入瑞利衰落变量的一个清晰的集合以解释快衰落。矢量 T_j 中的每个信号, 以第一个信号 $t_1(j)$ 为例, 有一个相关联的复数乘因子 $r_1(j)$, 代表从移动台 1 到阵列的无时延的瑞利衰落通道。将因子 $r_1, r_2, r_3 \dots r_n$ 沿矩阵对角线排列, 矩阵的其余项为 0, 用 R_0 表示这个衰落矩阵, 衰落信号的集合可简单地如下给出:

$$R_0 \cdot T_j$$

为第一个时延通道定义一个不同的衰落矩阵 R_1 , 时延衰落信号由下式得到:

$$R_1 \cdot T(j-m)$$

因此从阵列元输出的信号如下:

$$S_j = C \cdot R_0 \cdot T_j + C' \cdot R_1 \cdot T(j-m)$$

按照本发明的一个特性, 使用 m 个抽样以前的计算的分离信号 $R_0 \cdot T(j-m)$ 可以分离衰落信号 $R_0 \cdot T_j$, 基于下面这个方程:

$$R_0 \cdot T_j = C^{-1} \cdot \left[S_j - C' \cdot \frac{R_1}{R_0} \cdot (R_0 \cdot T(j-m)) \right]$$

可以看到, 以前分离的信号 $R_0 \cdot T(j-m)$ 必须首先通过除以

R0 移去它们的衰落因子，以便将直接射线的衰落因子替换成时延射线的衰落因子 R1。当信号完全衰落使其关联的 r 因子变成零时，会引起数值计算上的困难。但是，既然分离信号也将变成零，就可能通过，例如，对发射信号特性的了解而给 $R0 \cdot T(j-m) / R0$ 指定一个有意义的值。例如，已知发射信号是一个幅度不变的信号，或发射信号必须在样点之间连续，这样的特性就可以使用了。

该原理的另一种装置和修改也在这里提出，它会被技术熟练的人理解。例如，尽管在任何将来的蜂窝系统中发射的信号几乎都是数字信号，但是本发明的原理也适用于模拟信号。在两种情况下，衰落的频谱（即，一个连续系列的 r 值的傅立叶变换）与调制相比是窄带的，提供了一种方法将调制的信息与由衰落引起的调制区分开。在数字信号情况下，发射机中使用的调制器以先验为特征，因此为一个给定信息比特模式产生的波形 T_j 是可以预测的。如果一个已知的比特模式包含在发射的一段信号中， T_j 波形的相对应的段可以预测，且将该预测与接收信号相关可得到相应 T 值的一个估计。这个处理称为“信道估计”。在每个信息比特解码之后更新信道估计。由于信道的变化比信息比特慢得多且比 T_j 的抽样率更慢，抽样率可以是，例如，8 倍于信息符号率，在 T 波形的很多连续的抽样之中，信道估计取平均值，因而比信息信号本身具有较少的噪音。

在模拟 FM 信号情况下，例如，先验地已知调制是恒定幅度，只有相位变化。相位的改变率先验地已知受限于对应最大频偏的那个值，且频率的变化是连续的，使得相位—至少是它第一阶和

第二阶导数——是连续的。这些先验知识可以用来从前面的历史预测下一个 T_j 。例如，如果 Q_j 是原来的相位估计且 Q 是它的导数估计，且 A_j 是原来的幅度估计，那么 $T_j = A_j \exp(Q_j)$ 以及 $T_{j+1} = A_j \exp((Q_j + Q \Delta t))$ 。于是， T_{j+1} 从 $T_j = T_j \exp(Q \Delta t)$ 预测出来。

信道估计技术常使用含导数的卡尔曼滤波，此时信道估计的下一个值的预测使用信号改变(导数)的时间率的估计来做出，而预测的信道估计用于预测下一个信号抽样点。预测的和接收的信号之间的误差用于纠正信道估计(衰落因子)和它的导数，这种方法使均方误差总和最小化。

同样的卡尔曼滤波技术也可用于估计 R_0 和 R_1 的对角线元素。估计出这些对角线值，按照本发明的另一个特性，可以弄清楚是否 R_1 的任何值都大于 R_0 的对应值。如果 R_1 的一个值大于 R_0 相应的值，那么可以表明，时延的射线目前正比直接射线被以较大的强度接收。然后对应于 R_1 元素的 C' 的列与对应于 R_0 的 C 的相应列互换，以形成用 C_{\max} 和 C_{\min} 标志的新的矩阵。从 R_1 来的较大的元素与 R_0 来的相应的较小的元素变换分别形成新的 R 矩阵 R_{\max} 和 R_{\min} 。与交换的 R 元素相对应的 $T(j-m)$ 元素与对应的 T_j 元素交换，从而分别形成以 U_j 和 V_j 标志的时延和不时延信号的混合矢量。矢量 U_j 可以包括 T_j 的一些元素和 $T(j-m)$ 的一些元素，同时矢量 V_j 就包括剩下的那些元素。因此从天线阵列元输出的信号的方程变为：

$$S_j = C_{\max} \cdot R_{\max} \cdot \underline{U_j} + C_{\min} \cdot R_{\min} \cdot V_j$$

方程可以解得：

$$U_j = [C_{\max} \cdot R_{\max}]^{-1} \cdot [S_j - C_{\min} \cdot R_{\min} \cdot V_j]$$

因为 R_{\max} 的每个元素都是从两者中取的较大值, 那么零值的可能就减少了。更进一步地, 必须从 S_j 中减去的 V_j 的值由于与 C_{\min} 相乘而变小了, 因此如果 V_j 值是错的或被噪声干扰, 进入后续值的错误的传播将会减弱。

但是矢量 V_j 还包括一些目前为止尚未计算的值。假设 R_0 和 R_1 的相同元素被选做下一时刻的 R_{\max} 和 R_{\min} , 那么尚未计算的 V_j 值属于将来的 U 矢量 $U(j+m)$ 。包括在 V_j 中的以前计算的 T 值是从一个前面的 U 矢量, $U(j-m)$ 来的。

C_{\min} 和 R_{\min} 可以分成两个矩阵 C_{\min} , $R_{\min 1}$ 以及 $C_{\min 2}$, $R_{\min 2}$, 它们的列分别与从前面的或 U 矢量而来的 V_j 相关。因此, U 矢量可如下描述:

$$U_j = [C_{\max} \cdot R_{\max}]^{-1} \cdot [S_j - C_{\min 1} \cdot R_{\min 1} \cdot U(j-m) - C_{\min 2} \cdot R_{\min 2} \cdot U(j+m)]$$

$U(j-m)$ 的值是已知的, 由前面的计算得来, 但是 $U(j+m)$ 的值未知。所以, 首先要假设所有的 $U(j+m)$ 为零的情况下计算 U_j 。然后, 在 m 个抽样之后, 在假设 $U(j+2M)$ 为零的情况下计算出 $U(j+m)$, $U(j+m)$ 计算值可以反过来代入上面的方程中, 以给出 U_j 的一个修正的值的集合。这些 U_j 值又可以反代入到前面的 $U(j-m)$ 的计算中用来修正那里的计算, 和/或者向前代入 $U(j+m)$ 的计算中, 或两者均做, 一直到接收矩阵处理器中可用的处理功率所限制的多重扩张的极限。

简化上述方程:

$$A_0 = [C_{max}]^{-1}$$

$$A_1 = [C_{max}]^{-1} [C_{min1} \cdot R_{min1}]$$

$$A_2 = [C_{max}]^{-1} [C_{min2} \cdot R_{min2}]$$

然后代入得到:

$$R_{max} \cdot U_j = A_0 \cdot S_j - A_1 \cdot U(j-m) - A_2 \cdot U(j+m)$$

如果 A_1 有对角线元素 D_1 , A_2 有对角线元素 D_2 , 那么可以写出:

$$D_1 \cdot U(j-m) + R_{max} \cdot U_j + D_2 \cdot U(j+m) = A_0 \cdot S_j - (A_1 - D_1) \cdot U(j-m) - (A_2 - D_2) \cdot U(j+m)$$

前面这个方程的左边代表无时延或前向射线抵消的分离信号。分离信道处理器可以比去掉回波的信号更好地处理带时延回波的信号, 以得到较好质量的解调和解码。这些改进的解码信号可更好地用于产生所需的信道估计。可用于这个目的的设备是, 例如, 维持比均衡器, 如共同指定的美国专利申请号 No. 07/965, 848, 发于 1992 年 10 月 22 日的题为“双向解调方法和设备”中所描述的那种, 该专利这里引为参考。

因此, 按照本发明的这个示范实施例, 每个信号的回波都从其它信号的估计中减去, 而不是从该信号本身的估计中减掉, 以

便产生可由单个信道处理器处理的信号 + 回波的信号分离。每个信号本身的回波留在附加的合成器中与信号合成并由维持比均衡器利用。如果回波不是以调制符号周期的倍数被延迟或超前的,那么可使用一个称做分数间隔的维持比均衡器。

这样的均衡器对附加回波的大小和相位进行连续地估计和更新,如下面这些专利中所描述的: 公同指定美国专利号 5, 104, 961, Bjorn Gudmundson 的题为“把维特比算法适用到具有可变传输特性的信道的方法和装置”; 美国专利号 5, 204, 878 L. Larsson 题为“发射符号序列时实现衰落信道估计的方法”, 以及美国专利申请系列号 07/942, 270, 发于 1992 年 9 月 9 日, 题为“为时变无线信道做信道估计的方法”, 这里引这三个专利做为参考。估计值对应于对角矩阵 $D1$ 、 R_{max} 、 $D2$ 的对角线元素。已知 C_{max} 和 C_{min} , R_{min1} 和 R_{min2} 就可确定, 因而在单个信道处理器中的信道自适应的均衡器就可以确定瑞利衰落函数 $R0$ 和 $R1$ 。

通过减去交叉回波—即一个信号附加于另一个不同信号的, 回波—进行抵消的目的是提供分离的信号抽样流, 每个只依赖于一个信号和它自身的回波, 正如所述的信道自适应维持比均衡器所能处理的那样。但是为了完整性, 现在将解释另一个方法, 它可用于当被分的信号的个数相对较少时, 例如, 8 个信号。

接收矩阵处理器可认为不做发生在以太中的信号混和。这有利于简化信道处理器的操作。但是, 如上所述, 处理完全周期性衰落的信号会产生数值计算上的困难。这会使某些矩阵变成奇异的, 即精确求逆很困难。当均衡器试图除去恶化信道的影响时也会产生同样的问题, 例如, 遭受选择性衰落的信道会在相同频率

的传输函数中引起一个空值。一个试图除去这样一个信道影响的反向信道滤波器可能会产生在零频率的无限放大，必然会对噪声进行巨大的放大并产生其它困难。

所以经常建议，如在维持比均衡器中指出的，通过将接收信号强加于反向信道滤波器以产生可与所要的符号字母比较的不失真的信号而使信道不应是“未完成的”，但是宁可将所要符号的字母用信道的数学模型而加上相同的信道失真，再将失真的信号与这个预失真的字母进行比较。

本发明的一个进一步的示范实施例公开了一个方法：即不试图去分开或“去混频”接收矩阵处理中的多个由阵列接收的信道信号以产生分离的信号，可在分离的信道处理器中与所期待的符号的字母进行比较。相反，将所要符号的字母用每种可能的方式借助于混频处理的模型进行预混频，就象在以太中发生的那样，（即，借助于 C 矩阵系数和信道估计 R 的帮助），然后将混频的字母与阵列元接收的混频信号进行比较。

这样一个方案使字母表中可能的混频符号的个数按照信号个数的幂或指数扩展。例如，假设每个信号都用二进制符号调制。所要的符号字母表只有两种符号：0 或 1。但是，如果阵列元接收 8 个信号的加权和，每个信号瞬时地以 1 或 0 调制，如果所有的信号都是在时间上定位的，所接收的可能的混频信号个数将是 2^8 或 256。如果不同的信号不是在时间上定位的，那么一个信号的一个符号周期将与另一个信号的两个符号相重叠。因此一个信号的一个符号周期上的波形将依赖于其它每个信号的两个符号。然而，波形的每个点只依赖于它所在的符号周期的每个信号的一个符

号。但是,当考虑回波的时候,每个波形点可依赖于每个信号的两个符号,因此将可观察到的可能值个数提高到65536。但是下面将描述如何,例如,使用一个256态的维持比算法结合起来解调阵列来的信号。

按照本发明的一个示范实施例的特性,并参考图19,一个数值机器有256套存储单元1900,每个与一个特定的8比特假设相关联,用于八个信号中的每一个的前面的二进制比特,由于存在时延回波,接收的阵列信号将依赖于它们。SMLSE控制器1910为每个信号当前的二进制比特生成另一个8比特的假设(postulate)1920。如何生成这个假设是不重要的,因为所有的假设最终将被测试。在先决条件顺序测试过程中,它们可以,例如,由一个8比特的计数器产生。但是如果所有的先决条件都使用重复的硬件并行测试,每个硬件单元可用一硬线接入以(hard-wired)处理一个固定的先决条件。

每个前面的8比特先假设轮流加上新的8比特假设,一组8信号预测器1930通过使用衰落信道系数R和R'以及对发射调制或编码的先验知识,预测阵列上包括一个或多个反射射线的每个信号的复数值。复信号值通过计算下方方程合成到矩阵处理器1940中。

$$S_j = C \cdot R \cdot T_j + C' \cdot R' \cdot T(j-m)$$

这里C和C'是方阵,代表直接的或时延的波形主要接收的方向。

如果假设的8比特是正确的,那么计算出来的信号S_j是阵列元预期接收的信号。这些假设的信号使用比较器1950与阵列元接收的相应信号R₁,R₂……R₈相比较。比较器1950通过,例如,

计算差值平方和来计算八个阵列信号的 8 个预测值的基本失配值。尽管如此,产生代表基本失配的信号的其它装置是技术人员已知的,都基于平方和的数学展开式,如果选择某个特定装置的值得考虑的优点则可以使用这些装置。例如,注意 G. Ungerboeck “载波调制数据传输系统的自适应最大似然接收器”, IEEE 通信学报, COM-22 卷 No. 4, 第 624-636 页, 1974, 5 月, 美国专利号 5, 031, 193 Atkinson 等, 以及美国专利号 5, 191, 548 Buckstion 等, 这几篇在这里引为参考。均方误差信号和反馈到 SMLSE 控制器 1910, 1910 将误差与存贮在状态存储器 1900 中的先前误差相加, 对应用于信号预测器 1930 中的先前的 8 比特信号假设 1921, 产生信号 $ri' ti'$ 。

使用每个存贮的先前的假设对每个新的 8 比特假设实施上述过程。这会对每个新的假设产生 256 个候选的累积的误差数, 依据使用哪个先前的假设而定。最低的一个被选为变成新的累积误差, 该误差与对应于新 8 比特假设的状态有关。当新 8 比特假设的所有可能用这种方法处理之后, 状态存储器 1900 将包含 256 个与每个新的假设有关的新的累积误差数, 以及对每一个的最好的先前的假设——即给出最低误差的那个——的记录, 及按次序对它们的先前的假设, 等等。因此 256 个状态的每一个包含 8 比特值的一个候选的解调序列。这些序列中最旧的值将趋向一致, 且当出现这种情况时, 该机制被称为收敛到一个单值的判决。然后求出判决的 8 比特以便得到 8 个入射信号的每一个的一比特判决。如果没有收敛且序列存储器 1900 满了, 那么认为状态的最老比特具有最低的累计误差而使通道的历史被截短。然后求得该值,

通道历史存储器缩短了一比特。

上述处理代表了一个替代方案，它试图通过矩阵处理的方法分开经混合的信号。相反地，信号通过发射器模型和混和处理模型进行假设，该假设最好地对应于观察值，混合的信号通过 SMLSE 和 1910 用上述的方式确定。进行混合过程的逆处理以便分离混合的信号，这在数学上是很难处理的，但是这种需要可如下避免：对假设信号使用数学上可处理的混合过程来预测应用阵列元接收的混合信号，并选出最匹配观察信号的假设。当使用相同载体的两个移动台使用同一信道时，该过程不会失败，这个过程就与联合解调相等效，例如，在美国专利申请系列号 08/———中发于 1993 年 11 月 22 日题为“带多径时间漂移的 CDMA 信号联合解调的方法和装置”中所揭示的那种联合解调。

本发明的上述示范实施例可用于卫星蜂窝通信系统，通过允许在邻近网眼中复用中间频谱从而提供了可用频段的较大的应用。这些技术也相对于陆地蜂窝系统描述，此处，例如，允许在邻近的扇面中复用相同的频率。

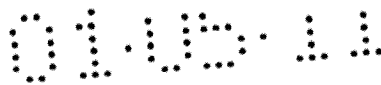
事实上，在本发明的卫星和陆地应用中，可以通过自适应信号处理技术结合流量管理技术获得应有的益处。流量管理技术是关于使用 TDMA 或 FDMA 或二者结合连续可操作系统，其中呼叫是连续结束并建立新呼叫的。通过用这种方式在时分或频分间隔中选择性地建立新的呼叫优化通信的准则，以建立使用相同时隙以及/或频率在组中进行流量的自然搜索。该准则关于这种情况：自适应信号处理可以在相同频率及/或时隙基于它们的不同接收、线性无关组合，使用多个天线元分开分立的信号。

按照本发明的另一个示范实施例, 信号处理不适于移动台的移动或建立以及终止新的呼叫, 而是用确定方式操作, 且相反地流量适于使用动态流量信道分配算法的信号处理的确定特性。

传统的陆地蜂窝系统一般使用称做扇区划分的方法, 其中单个的天线必须有三个, 120 度覆盖的天线并从一个公共点激励三个网眼。与在网眼中心使用三个分离的天线位置激励这三个网眼相比, 这将在房地产的开销上有所节省。也存在六扇面系统。蜂窝系统传统上使用模拟的 FM 话音传输, 其中每个会话分别分配一对分开的上下行链路频道。TDMA 系统现在使用数字话音传输来建立, 其中每个通话分配一个唯一的时隙—频率信道组合对。但是, 在这些传统系统中, 三个 120 度扇面天线对所有频率及/或时隙具有相同的辐射方向图。

按照本发明的另一个示范实施例, 在不同频率及/或时隙之间提供了旋转偏移辐射。例如, 在频道 1 三个 120 度扇面可指向 0 度(正北)、+120 度(东南)以及 +240 度(西南)。在频道 2, 三个扇面可指向 60 度(东北)、180 度(正南)以及 300 度(西北)。一般来说可有 120 个频道, 其相应的天线扇面方向偏差彼此之间只有 1 度。这样的系统不能使用今天的固定波束蜂窝基站在线来实施, 但是可使用示范的柱面对称阵列以及图 18 中相关的矩阵处理来组织。

类似地, 天线扇面方位图可以象在 TDMA 系统中不同时隙间一样旋转交错。在 FDMA 或 TDMA 或混合情况下, 这个示范系统可在呼呼建立时, 以及可选择地在其后面的规则间隔中, 确定最佳的时间以及或频率隙组合以用于与移动站通信。频率及时



隙的组合此后被简单地缩写为“信道”。最优信道最可能是具有一个相关联的指向移动台方向的天线扇面方位图的信道。如果选择的准则是,例如,最大的信号强度且信道是空闲的,那么这种信道就会被选择。如果准则是最大信号干扰比,那么会产生不同的选择。自适应信道选择方法可用来实施本发明,例如,象美国专利号 5,230,082, Ghisler 等人的发明中所公开的那种,这里引为参考。

图 20 表示了按照图 18 的组合对 FDMA 系统的每个频道使用固定的矩阵系数而产生的一组交错扇面方位图。在这个例子中每个频道上产生三个瓣。符号 $P_i(F_k)$ 表示在第 k 个频道上第 i 个瓣的辐射方位图。矩阵处理系数最好选为使 $P_1(F_k)$ 和 $P_2(F_k)$ 有最小值而 $P_3(F_k)$ 有最大值,且互逆地。如果最小值为 0,三个瓣称为正交的。这允许一个定位于 P_1 和 P_2 的零值处的移动台的接收 P_3 的最大信号,并不受其它两个的干扰,它可以载分立的信号。一般来说,真正的零值不会完美地实现,信道选择的准则因此将是把移动台分配给一个频率,在该频率其对应的扇面方位图产生所要信号与其它瓣和其它网眼来的不要的干扰之比为最大值。例如,在图 20 中,移动台 M 最好分配 F_4 , 这里瓣 $P_3(F_4)$ 在移动台 M 的方向上有最大的强度。如果 $P_3(F_4)$ 不可用,尝试下一个最好的分配 $P_3(F_3)$, 如此等等。

实际上,一个象 AMPS 这样的蜂窝系统有 1000 个信道可用,时常在能处理最小值为 400 的两个操作机之间划分。使用传统的 21 频率复用模型,会在每个网眼中大约有 20 个频率可用或每个地点 60 个。不同频率的瓣之间角度的不同在三瓣系统中将是 120 度的 $1/20$ 或 6 度。在这个例子中,同一地点的不同瓣都有不同的

频率。假设移动台在角度上一致分布，信道分配算法将产生每个移动台位于波束中心的几度之内的结果。这会使移动台平均来说比今天的固定扇面化方位图接收较好的信号，后者在优化条件下在每个扇形边缘下降大约 12dB。如果所要的信号用这种方式进行改善，那么对周围网眼来的干扰的忍受能力将得到改善使复用模式从 21 缩减到如 12 这样的复用模式，其结果是得到了 21/12 的容量增益。使用与在今天的蜂窝系统使用的扇面数相同的瓣来实现这些改善。如果瓣数增加到 8，如图 18 中所示，将在容量上得到进一步的 $8/3$ 的增加，大约是目前 AMPS 容量的五倍。另外，允许每个网眼可接收地选择 400 个频道中的任一个以最大化信号干扰比，与每个网眼中采用一个频率的固定子集（总和的二分之一或十二分之一）相比会得到 2 倍的容量。当发射的功率电平也适于每个移动台以网眼位置为中心的不同径向距离时，则可得到实现。如上所述通过使用相同频率正交制造瓣，而在每个 120 度扇区内使用所有的 60 个位置频率也是可能的。瓣分开 2 度，信道分配算法保证不仅每个移动台在波束中心的一对角之间，而且也在同频瓣的最小值的一对角之间。

如果不将交差的扇面辐射方位图与不同的频道 F1、F2、F3... 相关联，而是使用单个频率使其与 TDMA 信号的不同时隙相关联，那么从基站天线所得的辐射将以一组确定的方向代表时隙 1，一组旋转的方向给时隙 2，依次类推，从而使波束随时间透明地旋转。因此在 TDMA 情况下，本发明的这个示范实施例将按照产生在一个 TDMA 帧上连续旋转 360 度的波束的方法来形成，或更恰当地，在一个 TDMA 帧上旋转 $360/N$ 度，这里 N 是频率复用扇

区的个数，而且下一帧的数据调制将在连续帧之间后移一个扇区，使得同一移动台的数据在相同方向上连续辐射。目标为一特定移动台的数据在 US IS54 TDMA 系统中通过在 TDMA 脉冲中包括一个“数字话音色编码”(DVCC)而被表示。因此，例如，这个技术可按照如下方法更简单地描述：在一个方向上旋转天线扇面方位图而在相反方向上以相同速度旋转 DVCC，使得相同的 DVCC 在连续帧中以相同方向连续辐射。

本发明的两个示范的 FDMA 和 TDMA 实施例都提供了可以确定近似地理位置的移动台。在 FDMA 情况，移动台在不同频率上测量相对的信号强度。接收最大信号强度的频率表明某扇区内的移动台的方位。通过将包含在发射中的扇区 ID 信息进行解码而得以确定扇区。

在示范 TDMA 实施例中，移动台甚至不必改变频率。相反，移动台注意在一个 TDMA 帧中周期性的信号强度变化而确定相对于时隙 1 的峰值、谷值信号强度出现的位置，可由每个时隙中所带的时隙 ID 信息来辨别。

周期性的信号强度变化可在傅立叶变换的帮助下在几个周期上进行处理，相对于时隙 1 的基波成分的相位表明了移动台的方位。两个已知位置的基站的方位固定了移动台的位置。移动台可以报告信号强度峰值的时序，网络执行位置计算，而不是由网络向移动台发基站的坐标。在分配一个业务信道给一个呼叫的或被呼叫的移动台时，网络可以确定所有时隙/频率组合中哪一个是最好用的。

上面的描述也适于在移动站和轨道卫星之间提供较好的通

信。按照这个实施例，天线阵列信号处理不适于变化的移动台位置，而是将移动台按照优化通信的方式基于位置分配一个特定的天线阵列信号处理信道。即，移动台被适当地分配到使用多个固定交错天线波束位置之一的通信，而不是适当地将天线波束调整到移动台位置。

这个操作对于卫星使用可略做修改。固定天线波束的概念可应用于静止卫星，而不应用于诸如相对地球位置变化的低轨道卫星。相对于给定移动台的波束位置将由于卫星的移动而不是由于移动台的移动而移动。如果卫星波束在地球上的移动与平均3分钟呼叫持续时间相比是相对较慢的，那么象与在静止卫星情况下一样，在呼叫建立时将移动台分配到一个波束也足够了。但是，按照本发明的这个示范实施例，波束方向可适于去掉卫星在地球上规则的移动，使得被每个波束激励的区域从卫星升起至卫星落下都是静态不变的。用这种方法，移动台可以在这段时间内保持分配到同一波束而不管卫星是否移动。

更进一步地，这种低轨道卫星系统一般设计为提供连续的覆盖，即一个卫星落下另一个则升起。例如，可以设计为一个在西方升起的卫星接替由于东方落下的卫星而空了的同一区域的激励。那么，由于邻近东方区域受到正在下落卫星所造成的损失，正在升起的卫星则制造一个新的波束在保持上面提到的第一个波束仍覆盖原区域的情况下吻合地接入，如此下去直到新的卫星接替了落下卫星原来服务的所有区域的激励。

因此，在移动卫星情况下，本发明的这个示范实施例允许卫星天线的激励方位图弥补卫星的移动，以便可使用优化通信质量

准则的信道分配算法适当地将移动台分配到激励方位图而激励地球上固定的区域。这与倾斜卫星或天线以保持至少一个区域中点恒定来补偿卫星移动的机械方法不一样。但是,这种机械方法不能保持网眼激励区域中点恒定,因为卫星在头上移动时这些区域的形状从圆形变到椭圆,最后在地球边缘激励时变成抛物线。可代替地,本发明这个示范实施例可使用机械方法做粗补偿,加上自适应天线阵列信号处理的方法纠正由于卫星移动而形状改变的激励方位图。可代替地,信号处理可用于保持由某个特定频率及/或时隙服务的区域恒定,而逐步地在被下落卫星变空的卫星地面轨迹前方产生新的区域,并结束接近升起卫星接替的地面轨迹的尾部的区域的激励。

本发明的这个示范实施例的操作描绘于图 21 (a) 和 21 (b) 中。在某个时间 T (图 21 (a)) 一个升起卫星 210 激励带频率 (从左到右) F1、F2 F3、F1、F2、F3、F1、F2 的区域, 一个下落的卫星 2102 激励带频率 (从左到右) F3、F1、F2、F3、F1、F2、F3、F1 的区域, 它们继续频率复用序列。例如, 在时间 T+5 分 (图 21 (b)) 升起的卫星 2100 停止激励最后面的 F1 区域 2104, 该区域估计现在已从视野中模糊 (即卫星在地平线上的位置太低已不能和该区域很好地通信), 此时落下的卫星 2102 由于同样原因停止激励它最后面的带频率 F3 的区域 2106。

另一方面, 升起的卫星已在它地面轨迹的前面产生了一个新的激励区域 2107 去填补由于落下卫星而变空的区域。升起的卫星 2100 可以恰当地激励新的具有前面用过的相同频率的激励区 2107, 同时, 对于该区域正在下落的卫星 2102 从它地面轨迹前方

区域看来则是正在上升, 并使用释放的容量在它地面轨迹的前方产生一个由频率 F_2 激励的新的区域2108。

在交迭区域不使用不同频率, 而是分配 TDMA 帧中不同的时隙, 或在混合 FDMA/TDMA 系统中分配不同的频率/时隙组合将会更好。或者, 较大数目的可用信道允许交迭波束比图 21(a) 和 21(b) 中的例子更精细地分开, 使得将移动台分配到一个邻近波束与分到最佳波束等效。逻辑上讲, 应该将移动台很好地分配到能使移动台位于中心的那个波束。但是如果相应的信道被占用了, 移动台可分配到稍微偏离中心一些的波束, 且当使用那个可在中心的波束的通话结束之后可以切换到那个波束上。

在示范 TDMA 实施例中, 上升的卫星和下落的卫星都使用相同频率激励相同区域, 只要使用不同时隙即可。因此, 信道和卫星分配策略按照本发明将允许交换区域内的通话自然地在下落卫星上结束, 并在同一区域和同一频率上重新占用空掉的时隙, 使用上升的卫星建立新的通话。

图 22 是一个将矩阵系数提供给中心站数值矩阵处理器的示范控制处理器的框图, 例如图 13 中的块 1603。控制处理器 2200 的输入包括从独立的卫星遥测跟踪和命令 (TT&L) 子系统 (未表示) 得来的含姿态控制信息的卫星轨道数据。使用卫星轨道和卫星天线指向信息 (姿态控制信息) 以及一个实时钟的输入, 控制处理器 2200 可以确定所需的矩阵系数以使给定区域用特定的时隙中特定的频率来激励。这些系数随实时钟的改变逐步有规律地更新以保持被激励区域大致固定, 而与卫星移动无关。控制处理器 2200 也接收移动站发射的在通话信道上制造随机访问的信息, 它

允许控制处理器确定将使用的最佳可用的信道/波束组合。这个信息提供了移动台位置的大致指示，并且控制处理器可以确定中心最接近于该位置的可用的波束。这又来确定了用于与该移动台通信的频率和/或时隙。

对精于技术的人来说，显然 TDMA 和 FDMA 不是与本发明兼容的仅有的访问方法。码分多址 (CDMA) 也可使用，这里激励区域按照 CDMA 码使用模型类似地交错覆盖地面。事实上，任何通过使用一组访问参数定义一个信道的多址访问方法都按照这些访问参数自动地交迭激励区域。另外，用于下行链路的访问方法可与用于上行链路的访问方法不同，只要一组上行链路访问参数与对应的一组下行链路参数在每个偏差波束或交错激励区域中是成对的。例如，下行链路的 TDMA 与上行链路 CDMA 的组合，不管接收下行链路时隙时的一个短的中断，上行链路的发射是连续的，美国专利申请系列号——发于 1994 年 1 月 11 日，题为“TDMA/FDMA/CDMA 混合无线访问方法”的文章公开了这种情况，这里引为参考。已描述过一个示范实施例，其中动态业务信道分配允许业务适应于信号处理的确切特性，现在将描述一个补充的示范实施例，其中可通过编码和频率复用方案而得到容量的优化。

一个蜂窝卫星通信的最终容量受可用带宽的限制，因为功率的限制总可以用钱来解决，例如，靠发射更多的卫星。但是，实际上在功率在存在财政的限制，在频带上受政治的限制，因此需要在不相当大地牺牲功率效率的条件下充分有效地使用频带。

应当理解带宽和功率效率的折衷对于一个网眼（即，区域或

全球覆盖系统) 与对于一个单独链路是不同的, 因为单个链路的折衷不用考虑周围网眼中频率复用的可能性。在两种情况下容量的单位事实上是不同的, 单个链路为 Erlangs/MHz, 蜂窝系统则是 EHangs/MHz/Sqkm。

一个蜂窝系统通过将服务区域划分成网眼并在每个中使用总可用带宽的一个部分 $1/N$ 来激励这个服务区域。一组 N 个邻接的网眼被分配了不同的 $1/N$ 部分, 使它们不会干扰。在这个组之外, 因为网眼足够远了, 带宽可以重分配给另一组。

使用 N 个网眼复用模式来减小干扰可用载波对干扰的比 C/I 来衡量, 这是所要的信号功率与所有不要的频谱和时间上重迭的信号功率的总和之比。增加 N 即增加 C/I , 但是降低了每个网眼中可用带宽, 因此限制了系统容量。减少 N 使 C/I 变差, 但是增加了每个网眼的可用的带宽。如果调制和编码方案可容忍 C/I 的降低, 容量将通过减少 N 而增加。

提供较大的 C/I 容限在一个方法是使用冗余编码。该法增加了每信号的带宽, 便与缩小复用模式 N 所获效益相抵消了。所要问的问题是优化哪里。

在陆地蜂窝系统中, 这个问题已深入研究了, 使一些人总结出 CDMA 技术的极大的频带扩展结合每个网眼内的中频复用提供了较高的容量。但是, 按照本发明的示范实施例, 发现容量随增加编码而增加且减少 N 直到在编码率大约为 $1/3$ 时达到 $N=1$ (对陆地蜂窝)。在这一点上该系统不应认为是真正的 CDMA, 因为每个信道仍只在每个网眼中使用一次。CDMA 可定义为在每个网眼中每个信道的使用超过一次, 即, N 的一个分数值。例如,

$N = 1/2$ 表示在每个网眼中每个信道使用两次, 将归为 CDMA。

这种进一步地降低 N 到一个分数值是否会连续增加容量依据使用何种类型的 CDMA 系统来定, 并与传播信道的特性以及用于系统的接收复杂度有关。

三种类似的 CDMA 系统可如下区域:

- i) 传统的, 非正交的 CDMA
- ii) 正交 CDMA
- iii) 干扰抵消的 CDMA (负 CDMA, 联合解调等)

对于陆地蜂窝世界, 可以发现对于类型 (i) 的 CDMA 容量下降到低于 $N = 1$, 对正交 CDMA 来说电平减少 (它确实等效于给每个信号赋给一个唯一的频率或时隙), 对类型 (iii) 系统则增加。另外, 对陆地蜂窝类型 (iii) 的系统——此处 $N < 1$ ——所得到的增益是由于高的各处环境使得 CDMA 技术固有的干扰平均包括了很多相当大地降低功率的发射机, 也由于陆地蜂窝情况受 C/I 限制而不是噪声 C/No 限制。这些特性中的哪一个都与卫星通信系统无关。相应地, 本发明揭示了在 C/No 限制的卫星通信系统中对于给定的带宽分配, 何种编码/频率复用的折衷将使容量最大化。

在陆地蜂窝系统中, 网眼之间的信号的漏失是距离的四次方传播定律的函数。在蜂窝—卫星系统中 C/I 是天线波束方位图旁瓣的函数。因此有必要开发一些天线波束方位图模型来执行编码优化。

天线的波束方位图依赖于孔径上分布的表面电流, 称为孔径激励函数。在不引起超增益现象的情况下, 用一致激励获得孔径的最有效使用。这给出了最佳增益但最高的旁瓣。对于一个一致

激励的圆孔径图 23 中画出了辐射方位图。E 和 H 平面的旁瓣由于出现在包含表面电流矢量平面的一个多余的余弦因子而略有不同。当使用圆极化时, 这个不同表明了它本身是个交叉极化成分。于是 E 和 H 平面方位图将简单地计算 C/I 而取平均。

再次参考图 5, 它表示了一个 3 网眼的频率复用模式, 那里带阴影的网眼使用相同信道 f_1 而其它使用 f_2 或 f_3 。这个复用模式将用于研究卫星通信的编码/频率复用折衷, 但是, 精于技术的人会理解可以使用任何复用模式, 即, 7, 9, 12, 21 等。干扰蜂窝位于六角形的顶点且考虑六个干扰的第一个两个环就足够了。但是在干扰电平被计算之前, 有必要选择正确的波束方位图的标度以匹配网眼直径。

如果波束标为相对于两网眼之间的峰值增益为 -3dB 处交叉, 那么可知不会产生最大的波束边缘增益。如果波束变窄可得较高增益, 它增加了峰值增益, 超过了所遭受的边缘损耗的增加。

图 24 是峰值增益 2401 (在网眼中心) 边缘增益 2402 (在两网眼之间) 以及三网眼 2403 之间的增益做为两网眼交叉点以 dB 为单位从峰值下降的函数的图, 相对于峰值增益的 -3dB 交叉点的情况。因为后面将要解释的原因, 两网眼边缘增益在本图中以 2 为系数标定 (即, 加入 3.01dB), 三网眼边缘增益以 3 为系数标定 (即, 加入 4.771dB)。这不影响相应的增益峰值的位置, 而是影响感觉三个中哪个的情况最差。按照这个图, 最差情况发生在两个网眼中间, 当两网眼边缘比峰值增益下降 3.8dB , 即在点 2404 处, 最差情况增益被最大化。

在图 5 的 3 网眼复用模式下 C/I 参数如何依赖于波束交叉

点在图 25 中表示。图 25 画出 -3 、 -3.5 以及 -4dB 交叉点做为移动站到波束中心距离和函数, 表明如果波束变窄超过了给出最大边缘增益的程度, 覆盖多数网眼半径的 C/I 会增加。如果必要, 选择 -4.5dB 的交叉点会引起边缘增益的可忽略的损失, 而将网眼中心的 C/I 进一步改善大约 3dB 到 20dB 。按照图 4 网眼边缘的 C/I 只少于 10dB , 但是这包括波束边缘交叉点不减轻的损失, 后面将解释, 因为没有移动台需要定位在那里所以也不会造成损失。

如果指派到一个特定信道和波束的移动台被选为定位在最大网眼半径的 25% 之内, 在该区域内所有点的 C/I 绘于图 26 中。用 -5.5dB 波束交叉点设计的最差情况 C/I 被最大化到大约 23dB 超过了给出最大边缘增益的程度, 所以实际上使用 -4.5dB 的交叉点, 最差情况 C/I 为 18dB 。

对于 $N=1$ 的频率复用模式, 即在邻近网眼中复用中频频率, 重复同样的计算, 得到的结果绘于图 27 中。它表示出在 -4dB 交叉点情况下网眼中心的 C/I 为 14dB , 但网眼边缘 C/I 大约是 -1.5dB 。图 27 中曲线的粗度是由于网眼中所有移动台角度位置图的叠加, 与角度位置有关, 在 $N=1$ 情况下比 $N=3$ 情况稍明显一些。6 个干扰的第 1 个 6 个环合起来得到图 27 中的图。

另外后面将表明, 使用特定信道和波束的移动台可限制在波束中心 25% 或更小的范围内, 因此在这样的区域内最大化最差情况的 C/I 是感兴趣的问题, 如图 28 所示。在这种情况下最差情况 C/I 通过选择波束交叉点为 -4.8dB 而最大化到 13dB , 但是交叉点可能限制到 -4.5dB , 虽然 C/I 下降了一些到 12.5dB 但是防

止了波束边缘增益的损失。

图 29~34 给出为一个不同孔径激励函数, $1/2$ 余弦波, 重复上述全部处理的结果。这个孔径激励函数的孔径效率稍小于一个一致分布, 但给出较低的旁瓣电平 (参照图 29), 得到较高 C/I , 特别是在 3-网眼复用的情况下 (20dB 覆盖整个网眼, 或 27dB 到 25% 的半径)。如图 34 中所见的, 到 25% 网眼半径的中频复用 C/I 是 13.5dB, 带有实际上 -4.5dB 的波束边缘交叉点。由于一致激励它是 12.5dB, 对于图 28 应该注意, 这个值对使用的孔径函数不是很敏感的。

误比特率通常绘为一个 E_b/N_0 的函数, 如果在一个等于比特率的带宽中量度, 它 (误比特率) 等于信号功率与噪声功率之比。后者并不意味着一些假设, 即任何物理接收机滤波器带宽必须等于比特率; 它只是说“比特率”对于定义噪声强度是一个方便的带宽单位, 通过它可以测试一切给定接收机的性能。接收机误比特率性能当然地依赖于它的带宽的选择, 并且在一个给定的 E_b/N_0 下, 它的优化性能可能高于或低于根据使用的调制和编码的比特率。

C/I 参数, 通过对比, 是在物理接收机带宽为想要的和不想要的信号功率之比。然而, 如果 C 和 I 具有相同的频谱形状并因此受到相同的滤波器影响, 这个比值是不依赖于所选的接收滤波器。做为简化, 任何通过接收滤波器的“ I ”在误码率上将有一个如等量白噪声 $N_0 B$ 通过滤波器的相同的效果, 其中 B 是噪声带宽, I 的结果可以通过一个噪声强度 N_0 增加一个 I_0 到 $N_0 + I_0$ 来等效地表达, 其中, I_0 如下给出:

$$I = I_0 \cdot B \quad \text{即} \quad I_0 = I/B$$

对于 BPSK 调制, 最优的接收机带宽确实等于比特率, 而对 QPSK 调制, 最优的接收机带宽等于比特率的一半。所以在这里比特率是编码的比特率/chip 速率, 而定义 E_b/N_0 的比特率是信息速率。因此:

$B = \text{比特率}/r$, 对于 BPSK 情况, 编码率 r ;

$B = \text{比特率}/2r$, 对于 QPSK 情况, 并且对于一般的 M -ary 调制;

$B = \text{比特率}/r \log_2(M) = \text{比特率}/mr$, 这里 m 是每符号的比特数。

因此, 总比特能量 E_b 对噪声加干扰强度的比如以下给出:

$$\frac{E_b}{(N_0 + I_0)} = \left[\frac{N_0}{E_b} + \frac{\text{Bitrate}}{B} \cdot \frac{I}{C} \right]^{-1} = \left[\frac{N_0}{E_b} + mr \cdot \frac{I}{C} \right]^{-1}$$

对于小于 0.5dB 的 E_b/N_0 衰减, 由于有限的 C/I 要求一个给定的误码率, 因此 $mr \cdot I/C$ 的值应该是 N_0/E_b 的十分之一。

例如, 如果希望没有 3dB 的干扰的比率 E_b/N_0 , 那么操作在 3.5dB E_b/N_0 , C/I 就一定是 $10mr \cdot E_b/N_0$ 。对于 BPSK 或 QPSK 以及不同的编码率, 对示范编码率, 要求的 C/I 如下给出:

要求的 C/I 使用	BPSK	QPSK
编码率 1 (无)	13.5dB	16.5dB
1/2	10.5dB	13.5dB
1/3	8.7dB	11.7dB
1/4	7.5dB	10.5dB

以上是用于一个静态的信道并且没有考虑对于同一误码率, 较低的 E_b/N_0 需要较低速率的码。

Clark 和 Cain 所著的“用于数字通信的纠错编码”给出了对于 0.1% BER, 约束长度为 6, 卷积编码率为 1、3/4、2/3、1/2 和 1/3 所要求的 E_b/N_0 如下:

r	对 BER = 0.1% 的 E_b/N_0
1	6.7dB
3/4	3.9dB
2/3	3.5dB
1/2	3.0dB
1/3	2.6dB

通过推断, 可以估计, 后来的 1/4 编码率将要求减小返回的 2.3dB。使用这些 E_b/N_0 数字, 对于小于一个给定的衰减所要求的 C/I 计算为:

	对 0.5dB 要求的 C/I		1.0dB 损耗		3.0dB 损耗	
	BPSK	QPSK	BPSK	QPSK	BPSK	QPSK
编码率 1 (无)	17.2dB	20.2dB	13.7	16.7	9.7	12.7
3/4	13.2	16.2	10.9	13.9	6.9	9.9
2/3	12.2	15.2	8.7	11.7	4.7	7.7
1/2	10.5	13.5	7.0	10.0	3.0	6.0
1/3	8.3	11.3	4.8	7.8	0.8	3.8
1/4	6.8	9.8	3.3	6.3	-0.7	12.3
1/5	5.7	8.7	2.2	5.2	-1.8	1.2dB

因此, 对于一个给定的误码率级, 当 E_b/N_0 由于增加编码超出时, 要求的 C/I 由于带宽持续的增加而持续的减小。这等同于编码增益用于 E_b/N_0 和处理增益的分离概念(用于 C/I)。编码增益被香农极限限制, 而处理增益如在一个 CDMA 系统中, 随带宽持续地增加。

以上对于静态信道的结果对于一个衰落的信道则是悲观的。当 Rician 或 Rayleigh 衰落出现, 平均的 E_b/N_0 能增加到大于静态的 E_b/N_0 要求以维持相同的误码率。而在卫星下行链路, C/I 并不表现为衰落, 这是因为 I 和 C 都精确地通过同一信道到达指定的移动站并且有精确等量的衰落。因此, 当 E_b/N_0 衰落 10dB 时, C/I 并不减少 10dB, 而是保持原值。

在衰落信道中, 既然在平均 E_b/N_0 上的误码率相当大地小于目标值, 并且当它衰落到静态的 E_b/N_0 值时仍仅是等于目标值, 很明显, 只有通过衰落低于静态 E_b/N_0 值, 误码率只能达到目标值。实际上, 可以看出从瞬时 E_b/N_0 区域出现的错误远低于静态 E_b/N_0 值, 相同的 C/I 导致少的衰落。可以假定, 与所需用于衰落的较高 E_b/N_0 相结合, 较低的 C/I 值可被忍受。

因此, 中频复用和到 25% 波束半径获得的 12.5~13.5dB C/I 值对于编码率 1/2 到 1/3 并使用 QPSK 是可以接受的。增加复用图样到 $N=3$ 将在每一网眼中产生少于 3 倍的带宽。要求去掉全部的编码并考虑比 QPSK 更高阶的调制, 以获得相同的带宽效率, 但需要高很多的功率作为相伴的代价(例如, 7.7dB 到 10.7dB 的 E_b/N_0 用于获得 3 网眼复用图样的 C/I)。因此, 使用 $N=3$ 或更高的复用图样代替 $N=1$, 在带宽效率上没有增益, 而只有一个很

大的代价, 如果保持编码的话, 或者是在功率效率的付出 (用于维持去掉编码的相同的带宽效率, 如在 AMSC 系统中), 或者以带宽效率为代价。

为了使用以上的结果, 下面解释波束的作用如何被移动站定位限制, 例如, 只到 25% 的波束半径或更小。

一个上至 2: 1 的容量增益, 可以通过一种如我们所知的“复用分区”频率方案在蜂窝系统中获得。在一种简单形式的复用分区中, 在一个网眼中可用的信道被分区为 3 个集合, 优先地用于 a) 在全部网眼区域内部 1/3 的移动站; b) 在网眼区域 1/3 和 2/3 之间的移动站, 以及 c) 在网眼区域外部 1/3 的移动站。假设在网眼内部移动站的一致区域分布, 这种分区实现对于每一个信道集合相等的要求。给相等区域环的信道分配就根据一个 3-网眼复用图样在相邻的网眼中交换, 结果是没有两个相邻的网眼使用相同的信道到它们共同的边界, 随之发生的是无容量损耗的 C/I 增加。全部获得一个给定的 C/I 的复用图样可能随后被收缩到获得一个容量上的增加。基于先前的原则, 复用分区和编码能根据现在将被描述的当前发明的示范实施例被最恰当地合并。

图 35 给出一个 3 信道或信道组 (可能是频率、时隙、码或这些的组合) 情况下的简化的例子的形式。由黑、红和绿色指示的在每一个波束中都是可用的。在设计的交叉点 (例如 -4.5dB) 的波束边缘由图 35 的较大的着色的圆示出。

大的黑色相切的圆代表用“黑色”信道的波束并且切于从峰值增益下降 -4.5dB 处。大的红色相切的圆代表红色信道的波束图样。这些是相对于“黑色”波束被替换的, 并且这些固定替换的

例子是通过修改一个“红色”信道相对于“黑色”信道的相位数组中的相位获得的。它也可以通过使用一个多馈电抛物线反射器获得，其中没修改的波束图样被用于“黑色”信道，但是其中3个相邻馈电的每一个被指向一个“红色”网眼的能量的 $1/3$ 所激励。由于相干叠加，在“红色”网眼中央的增益将是一个在该点的“黑色”波束增益的3倍，有效的“洞中填充”。“绿色”波束的形成与“绿色”频率或时隙的方法精确的相同。这是通过使用指向信号的适当组合的地面硬件来实现的，通过直接与每个馈电源相关联的转发器信道。

在图35中，较小的圆所示使用一个特定的信道进入其中的区域，在它之外，一个不同的信道对于一个更为中心地指向的波束是可用的。这个区域已被填充为在这种情况下黑色，用于协助确定它。这个区域从一个波束的中心向外扩展到波束半径除以 $\sqrt{3}$ ，那就是“网眼”区域仅是“波束”区域的 $1/3$ ，并且在“网眼”中的移动站只使用“波束”到稍多于波束半径的50%。

在实际中，当然，每个波束有超过3个很多的信道是可用的，所以可能计划只有 $1/M$ 的波束的一小片区域的风眼，其中 M 是可用的信道数。 $M=7$ 的例子，波束仅使用到它们半径的 $1/\sqrt{7}$ ，如图36所说明。在实际中， M 至少是100，所以网眼半径可以是波束半径的 $1/10$ ，因此波束配置的增益和C/I性能仅对于波束一小片覆盖那一部分是重要的。这并不意味着缩小那一小片以获得更多的增益是可能的，正如不可能那么容易地“洞中填充”。对于大量的偏移波束，期待物理馈电整相以在任何地点都产生峰值增益，并且如图24和图30所指示的。获得增益（通过只将两个馈电一

起整相)最困难的位置是在两个点的中间,并且通过选择波束边缘交叉点使那种情况下的增益最大,如图24和图30所指导示。两个波束间的增益是波束边缘增益的2倍,而三个波束间的增益是该点上一个波束增益的3倍。(例如高3dB)。这解释了比较那3点增益的图24和30中的标度。

因此,速率在 $1/2$ 和 $1/3$ 之间的纠错编码,在任何情况下,期待于功率效率的原因,也能提在每一个波束的中频复用中获得的C/I容限,如果采用了上述的复用分区技术。复用分区技术实现了这个,不需重排序到空设置或干扰抵消,即全部天线自由度用于使增益最大化。干扰抵消或建立在相邻网眼中央为空的图样的技术,可以做为进一步的好处以减小相邻波束的C/I到可以忽略的比例。

一个可以用于实施这个当前发明的示范实施例的示范编码计划是基于 $1/4$ 或 $1/5$ 编码率的收缩卷积编码,但是其中每一个未编码的语声比特的编码根据它的感觉的意义被调整到,例如,编码率 $1/2$ 和编码率 $1/5$ 间的一个中间级。虽然BPSK允许低于QPSK 3dB的C/I,但是似乎没有道理遭受2:1的带宽效率损失。事实上,带有两倍编码的QPSK的C/I容限优于带有一半那么多编码的BPSK,因此,一个正交调制至少可以用于下行链路。

以上的讨论是基于相干解调性能的,它可以在使用非常宽带的TDM卫星到移动站信道中获得但不能在窄带的FDM中获得。下行链路方法的标准是将被解调和解码的信息比特数在时间上较大,在此过程中信道的衰落成分可以看成固定的,也就是在2.5GHz,大约 $200\mu\text{s}$ 并且车载台速度为100km/Hr。因此,信息速

率需要是高于 5kb/s 两个量级, 并且带有如 1/3 的平均编码率, 发射比特率需要大于 1.5Mb/s, 它将使用正交调制通过 1MHz 带宽信道。基于前述技术的系统提供的容量是使用一个 4kb/s 声码器, 100Erlangs 每 MHz 每点区域的数量级或使用一个 2.4kb/s 声码器, 166Erlangs 每 MHz 每点。

一个实施上述本发明的复用方案的示范技术是用地面的波束形式, 如以前在这个详细说明中描述的。这包括提供馈电链路承载从中心地面站的每一个天线馈元到卫星的信号, 以保持信号间相对相位和振幅的差异。使用这样一个相干转发器, 每天线馈电点在卫星上只需要一个转发器信道。

一个实施本发明用于所揭示的固定的波束情况的替代装置, 在下面提出, 它避免了在卫星上花费更多的硬件用于相干馈电链路。如果它是固定的并且是不变的使用在板上的波束形成是最简单的, 这可能更适用于一个激励固定区域的静止卫星。对于一个非静止卫星, 本发明的这个示范实施例仍然是可用的, 但就不那么容易得到有规律地适应波束形成以补偿卫星运动的优势, 使得波束激励固定区域。

在 FDMA 情况下, 固定波束形成转发器实现的实施如图 37 所示, 即全部可用带宽被分为 N 个子带, 每一个用于根据一个如图 15 所示的网眼复用图样激励地面上的区域。三个子带指定为黑、红和绿的情况如图 35 中的每一个用来说明。

一组转发器信道 37 接收从一个相应馈电链路组来的信号并下变频它们到合适的中频用于放大和滤波。3710 的输出 I. F. 用于 I. F. 波束形成网络 3720, 它形成 I. F. 信号的加权和。“黑色”

信道被任意选做直接对应于未调制的天线图样。即黑色信号 1 将被直接地辐射并且只通过天线馈电号 1；黑色信号 2 将只通过天线馈电号 2 被辐射等等。波束形成网络因而连接带有统一权重的黑色信道到对应于指定天线馈电的求和网络。

而红色和绿色信道将辐射一个在 3 个黑色波束中间的波束图样。位于黑色波束 1、2 和 3 中间的红色波束因而通过 $1/\sqrt{3}$ 的电压/电流权重 ($1/\sqrt{3}$ 的功率权重) 连接到它们相联系的三个求和网络。三分之一的“红色”能量因此通过环绕想要的“红色”中心的三个馈电的每一个辐射。同样地，位于黑色波束 2、3 和 4 中间的绿色波束通过 $1/\sqrt{3}$ 的权重连接到联系于馈电 2、3 和 4 的加法器。上面所引用的权重是用于说明的目的的示范和简化。既然 I. F. 波束形成网络原则上可以用一个主要包括简单的阻性元件的网络来实现，更复杂的权重装置可以使用，带有可接受的复杂效果。例如，一个波束可以通过多于 3 个的邻近的馈电元馈电形成，并且负的权重可以用于在想要的位置形成空的辐射图样或降低旁瓣电平以增加 C/I。

形成一个阻性 I. F. 波束形成网络的一种方法是使用一个阻性材料的连续的薄板或胶片放置在一个绝缘的基片上。这个薄板可以被概念性地看作对应于被波束照射的两维表面。对应于“黑色”波束信号的信号电流被注入薄板上处于对应于“黑色”网眼中心的点，而“红色”和“绿色”信号电流被注入到位于黑色信号注入点中间的多组中间点的每一个，如每个图 35。图 38 通过标记“I”说明这些注入点。

对应于想要的黑、红和绿信号的组合的信号电流从阻性平面

通过接触处理黑、红和绿注入点之间的中间部分。这些电流抽出点在图 38 中用 'I' 指示出。这种技术和前面的对黑色波束有简单的权重 1、对红和绿波束有 $1/\sqrt{3}$ 的 3 相等权重的例子比较，对黑、红和绿色波束提供同样的权重分布。抽出的电流被馈电到“虚拟地面”放大器输入端或低输入阻抗放大器如基于地面的二极管。被这种技术实现的这组权重可以通过选择注入和发散出所联系的地面的电流的形状和大小来适应。没有简单的规则建议确定大小和形状——一个建议必须简化，通过在阻性薄板上流动和潜在存在的电流的二维有限元计算机分析作出检验。

一旦组合信号被 I. F. 波束形成网络产生，它们就被馈电到一组上变频器 3730，用于变频到所要的卫星—移动站频带。上变频器全部被同一个本振信号驱动以保持相对的信号相位，并且具有匹配的增益以保持相对的振幅。上变频的信号随后被一个矩阵功率放大器 3740 放大，以提高功率电平到想要的发射功率。

上面描述的发明的技术，可以被扩展以产生任何数目的，联系于全部可用频带的细分的虚拟波束。在 3 颜色例子中，每一种“颜色”联系于一个 $1/3$ 的子带宽。如果总共 16.5MHz 可用，例如，每一个转发器信道带宽可以是标称的 5.5MHz。如果馈电数是 37，举个例子，37 个 5.5MHz “黑色”波束被产生，37, 5.5MHz 宽红色波束和 37, 5.5MHz 绿色波束。因而全部用于通信的可用带宽是 37 倍的 16.5MHz，如只在“黑色”波束中实施全部 16.5MHz 的中频复用是可能的。因此本发明提供如一个中频复用图样一样的带宽使用效率，但是带有一个显著提高的 $C/2$ 。

在 FDMA 情况下，可用的额外的容量通过增加转发器信道

的数目获得，并且因此硬件相应地复杂。现在将要展示的是一个示范 TDMA 实施例在如何不增加硬件复杂性而增加容量上的比较而言的好处。

图 39 说明示范 TDMA 实施例。在这种情况下，转发器信道 3910 的数目和天线馈电数是一样的，并且每一个信道的带宽对于系统是全带宽可用的。I.F. 波束形成网络 3920 也有前面所述的合成黑、红和绿波束的功能，但是在同一时间只有一种颜色由于交换开关 3911 的作用在连接到转发器信道组。或者 (1) 全部转发器信道连接到相应数目的“黑色”波束输入，或者 (2) 以通过在同一时间操作全部的开关 3911，全部转发器被连接到红波束输入，或者 (3)，如图 39 所示，到绿波束输入。

这些开关是循环的，因此在 TDMA 帧周期的第一个部分（例如 1/3）黑色波束被使用，时间的第二个部分的红色波束被激发，时间的第三个部分绿色波束被激发。开关停留在每一个部分的时间周期不必相等，并且原则上根据哪一种颜色在任何网眼中有最高的瞬间容量要求来调整。其它转发器的功能如以前在 CDMA 情况下描述的。

应当理解开关 3911 的交换是同步于来自中心地面站或站的传输，并且这可以通过任何一种不同的技术获得，如提供一个在板上的时钟，该时钟可以从地面编程以运行开关操作的规则循环并且同步地面站传输到卫星，这是主时钟。可替换的是，地面站能用独立于业务信道的控制信道发送交换命令。用地面网络获得旋转波束同步的方法对本发明的原则是不重要的。

应当理解的是，虽然在上面公开的本发明的 TDMA 和

FDMA 型式都使用固定的波束形成网络,通过该方法的显著扩展以使用从地面控制开关3911 交换频率或时隙到波束颜色,以保持被一个给定频率或时隙覆盖的地表区域尽可能的固定是可能的。当然可以通过使用更大数目的“颜色”(那是时隙或子带)获得更好的精度。增加子带数在 FDMA 情况下导致硬性复杂,所以在在这方面 TDMA 更好。转换开关的整相可能因此被选择以补偿卫星运动和保持被一个特定的时隙或频率覆盖的区域更多或更少的恒定。本发明可应用任何数目的时隙和子带,并且在后者一个数字设备包括转发器信号的模数转换,数字滤波和使用数字权重乘的数字波束形成可能有优点。

以上描述的示范实施例是企图在各方面说明本发明而非限制本发明。因此,本发明包括许多不同细节的实施可以被一个精于技术的人从这里进行的描述中得到。所有这些不同和修改是在本发明的范围和原理之中,如以下权利要求所定义。

说明书附图

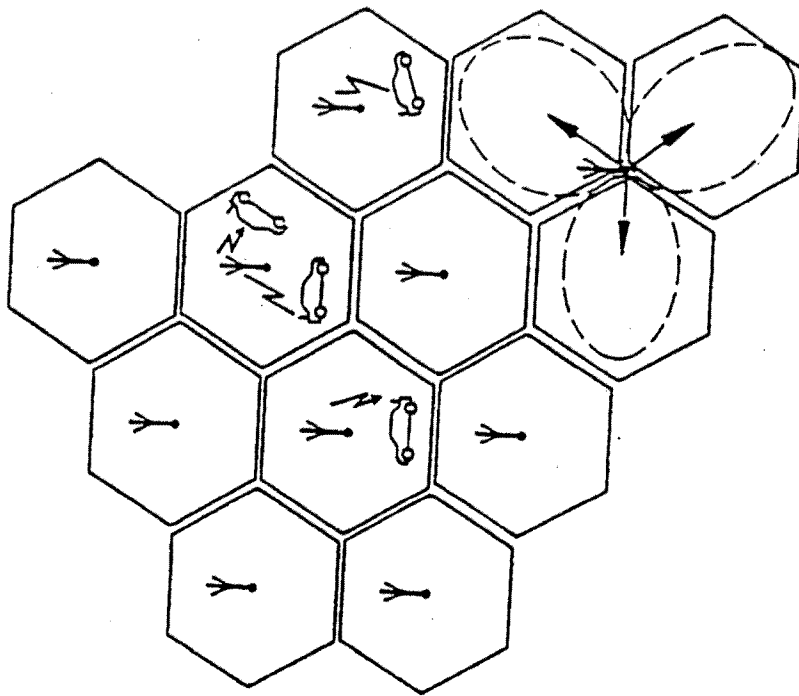


图 1
(现有技术)

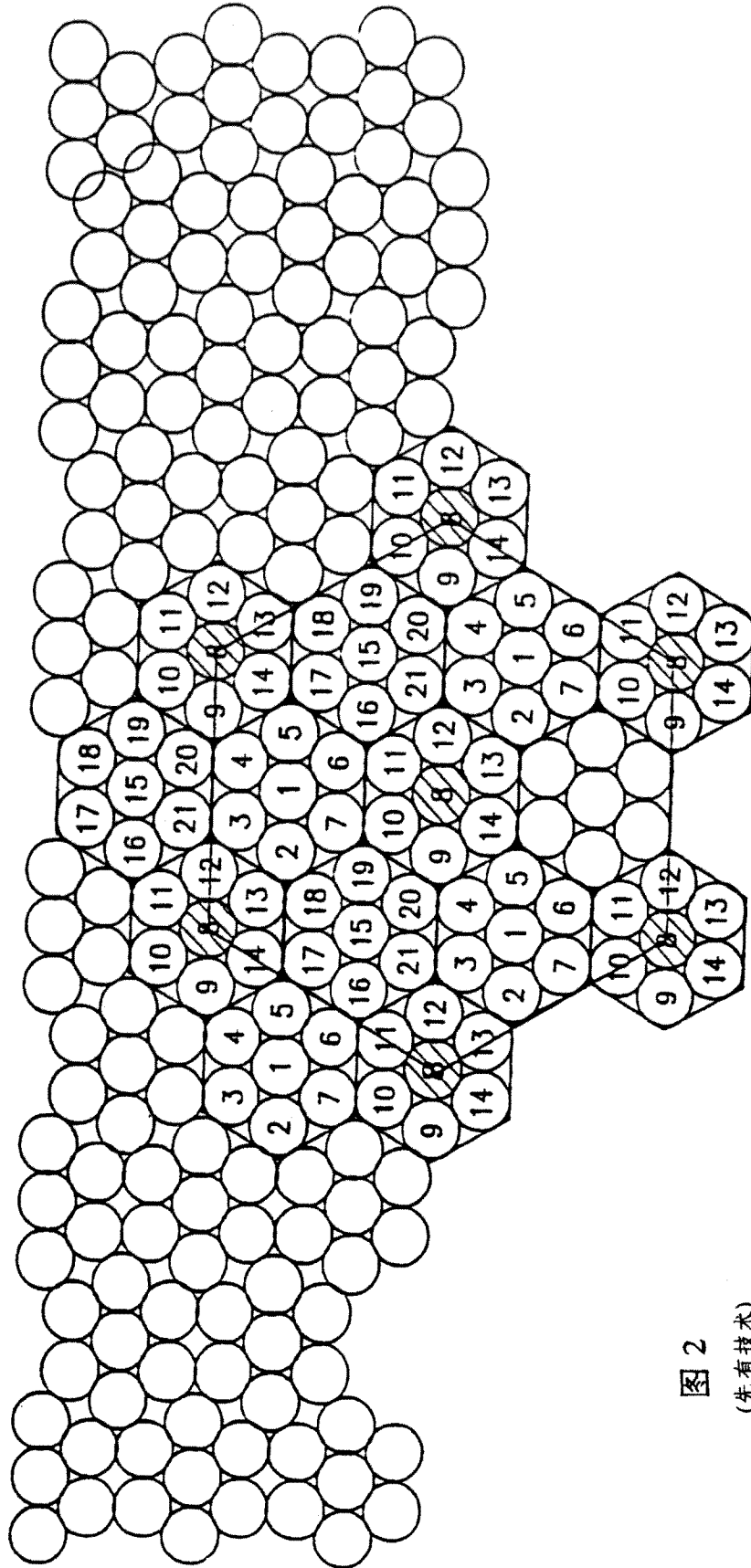


图 2
(先有技术)

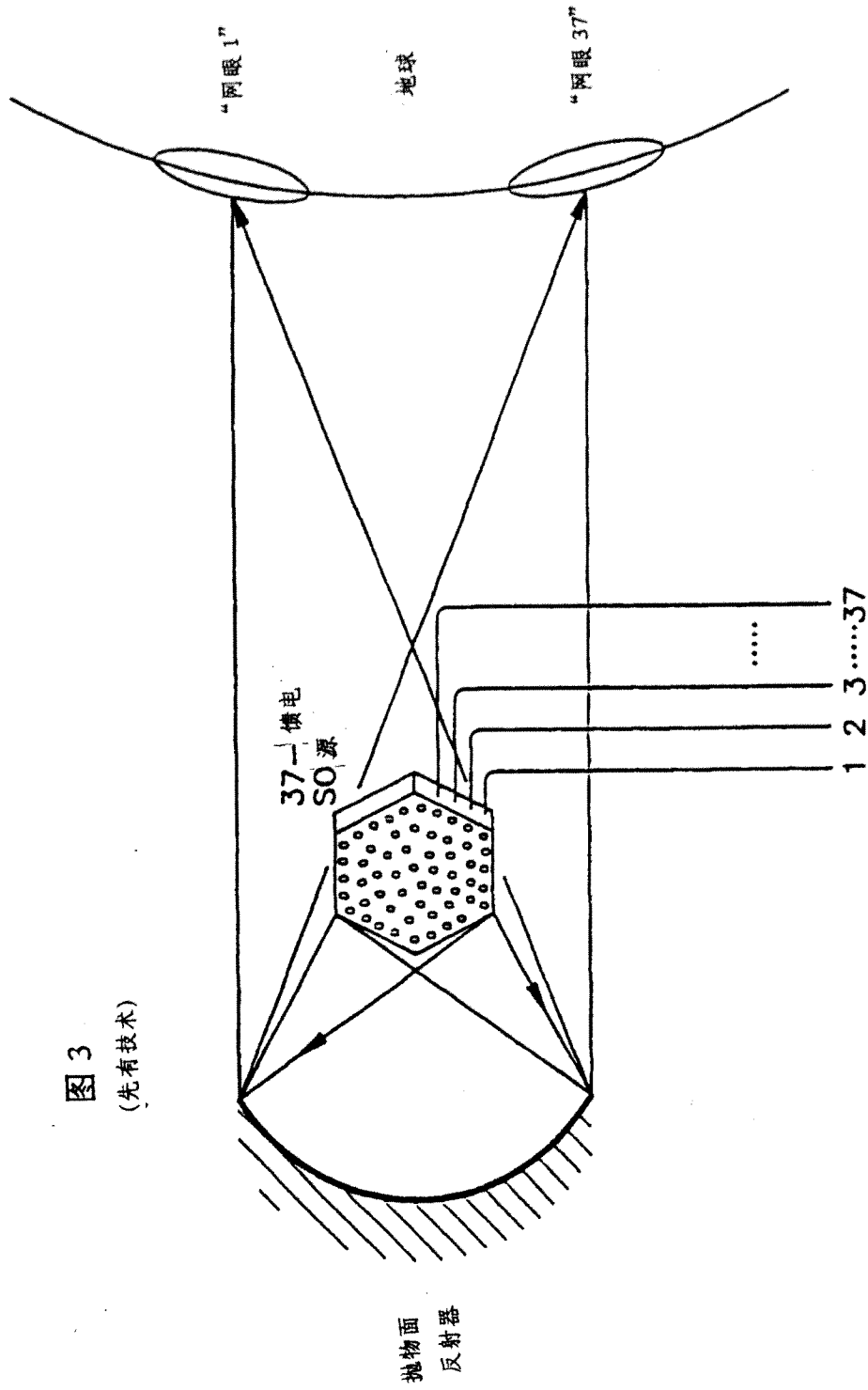
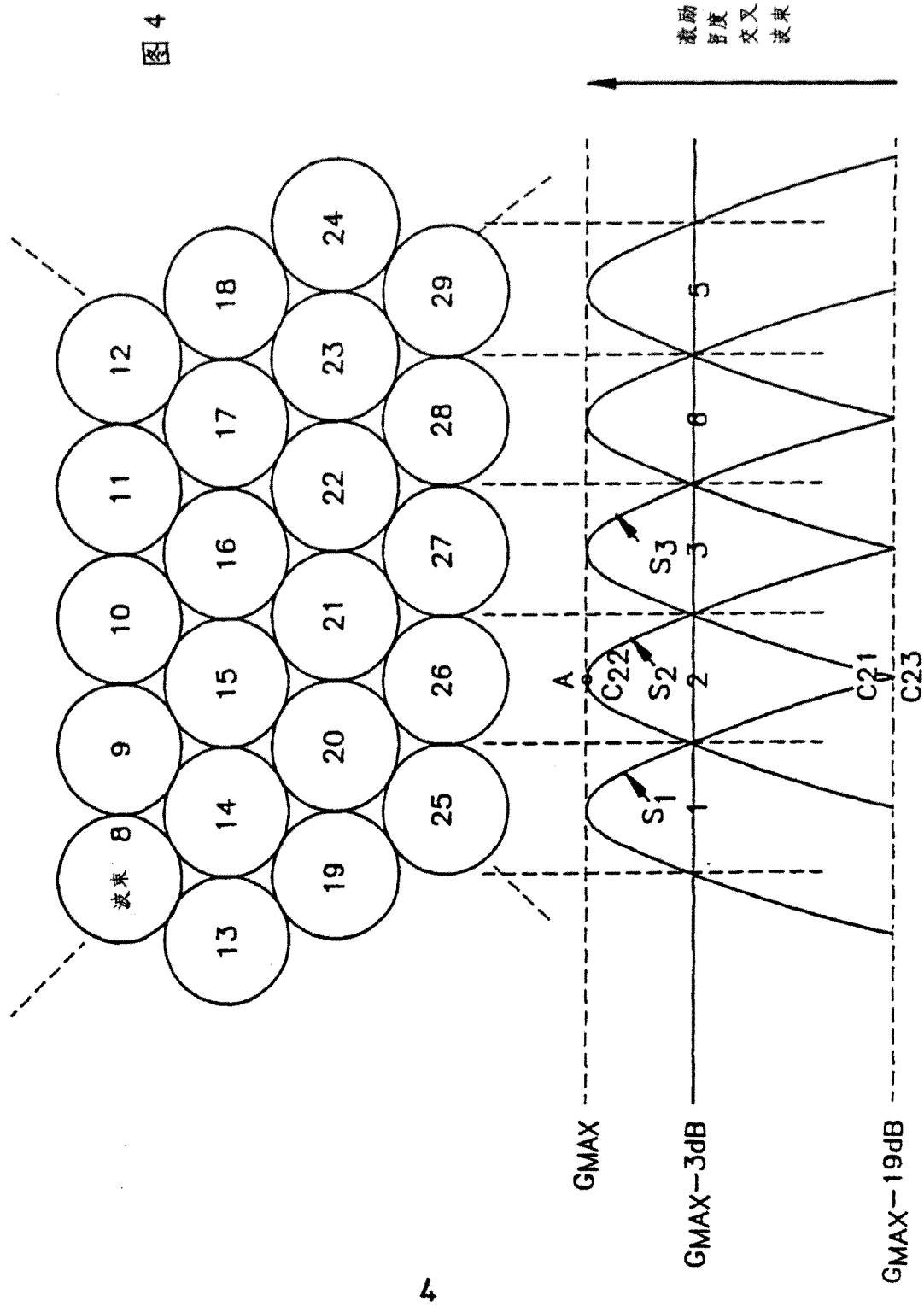


图3
(现有技术)



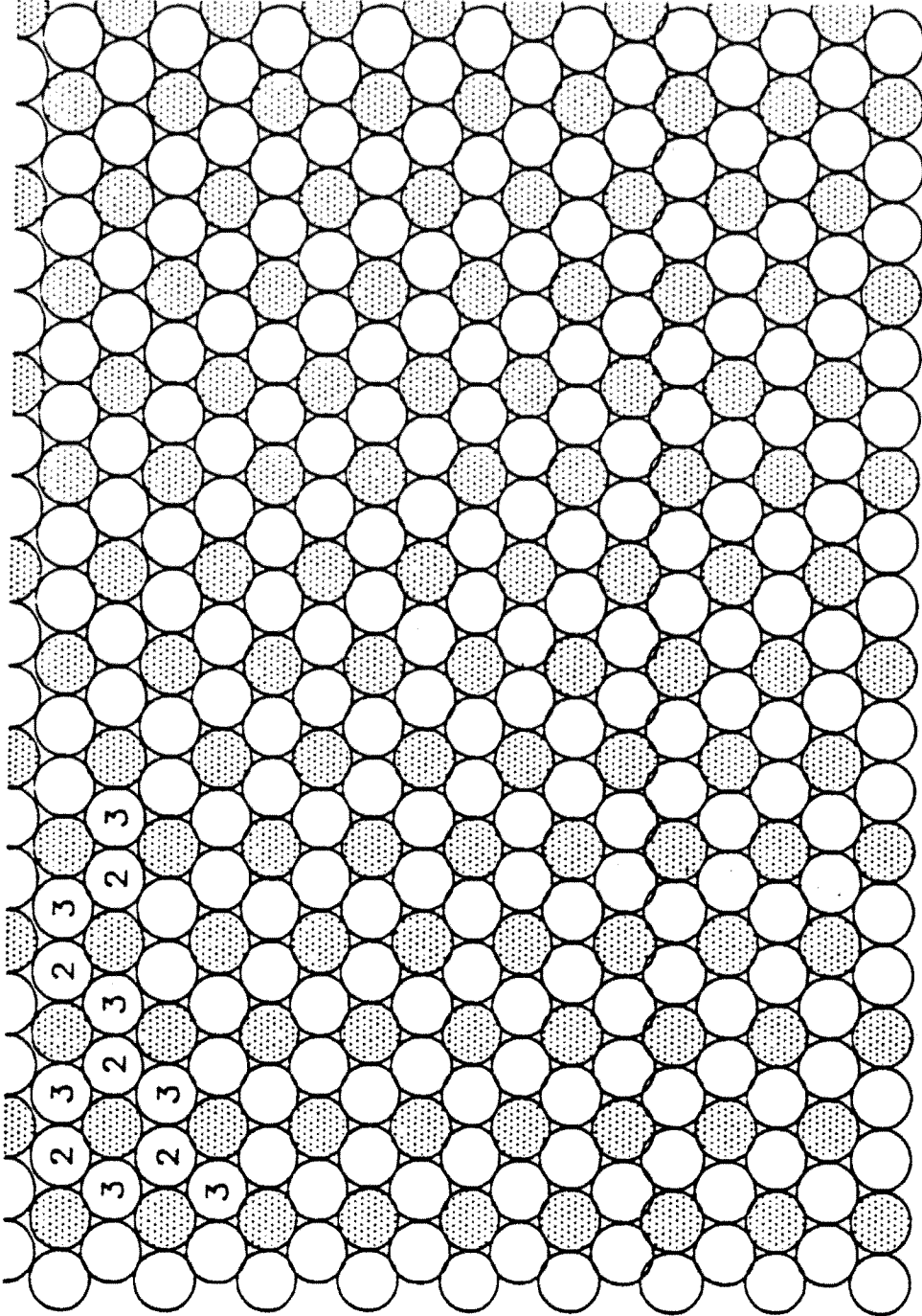


图 5

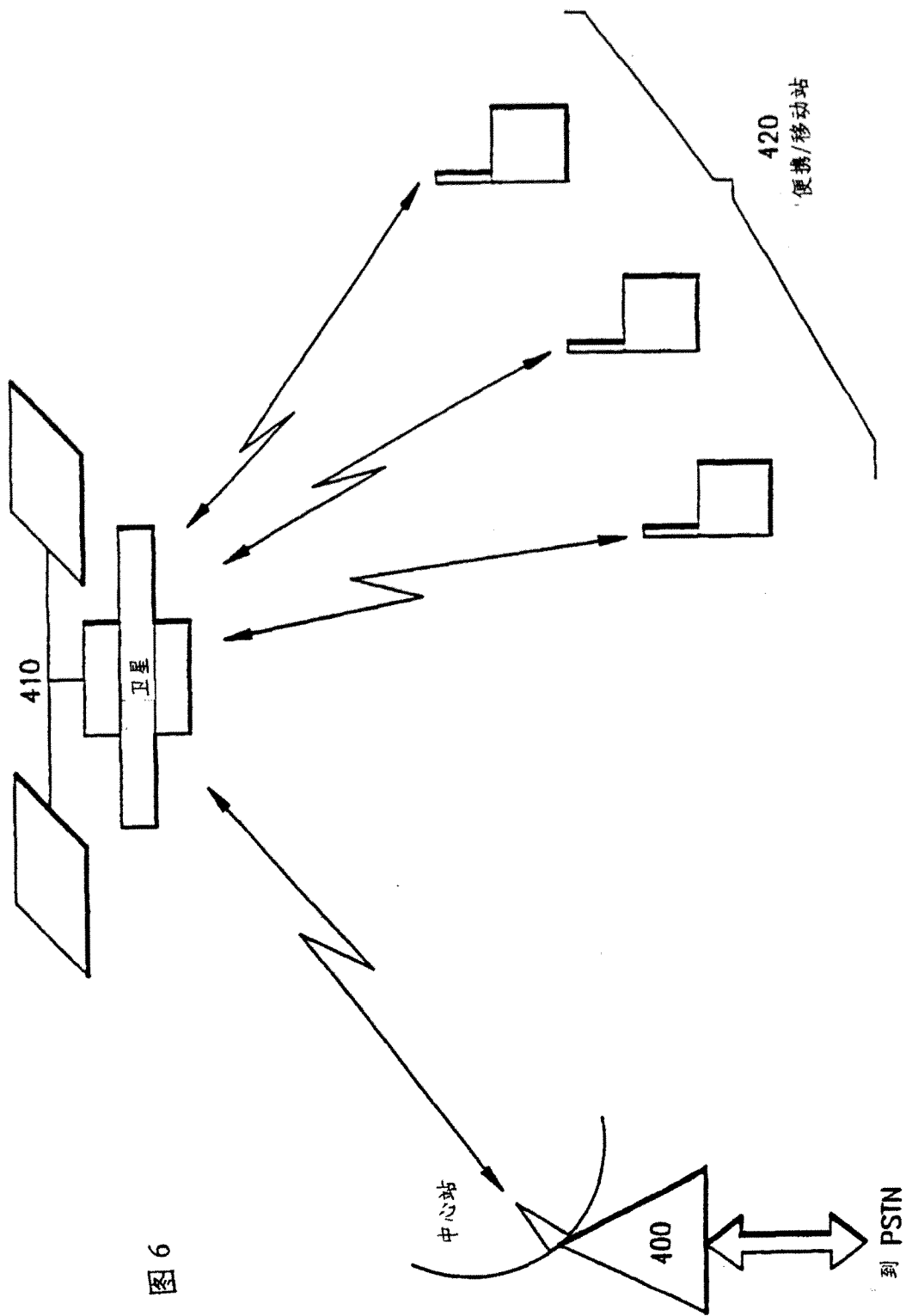
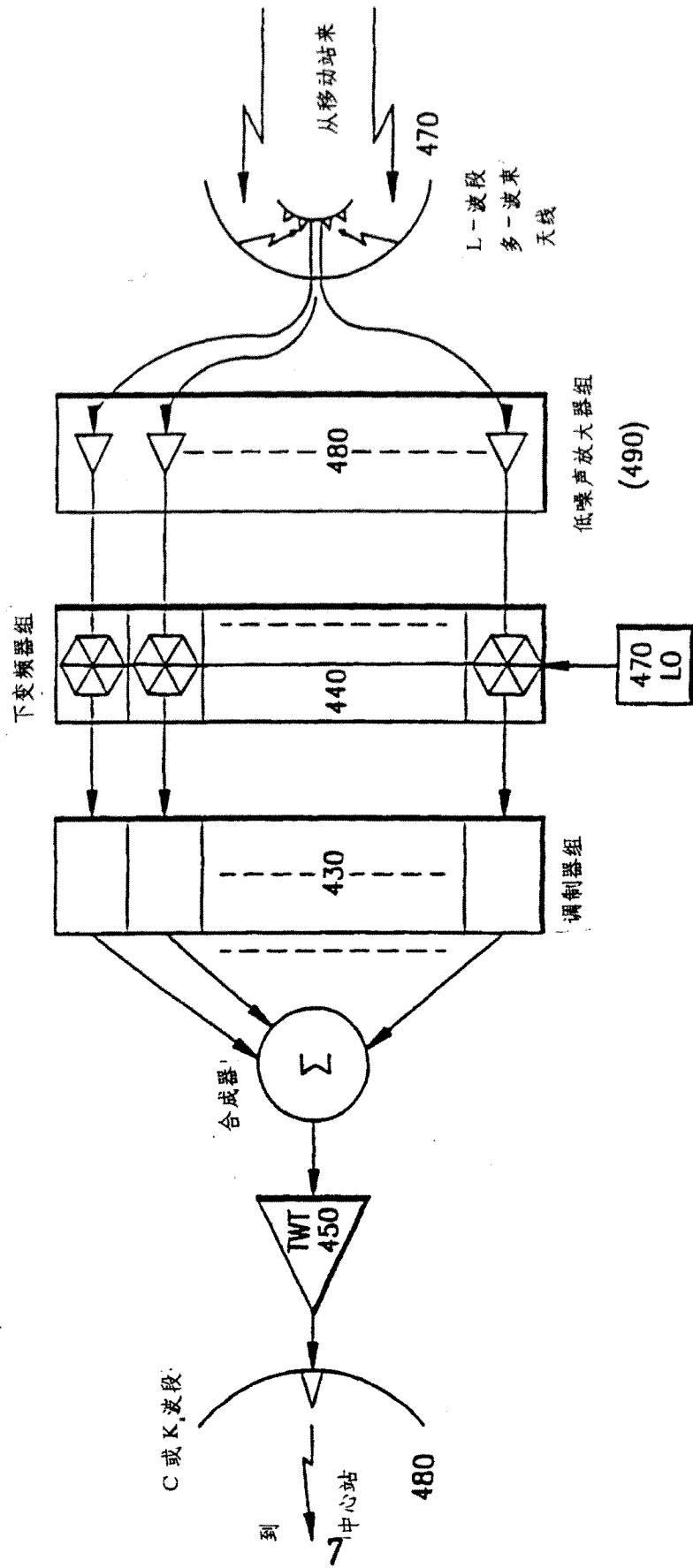


图 6

图 7



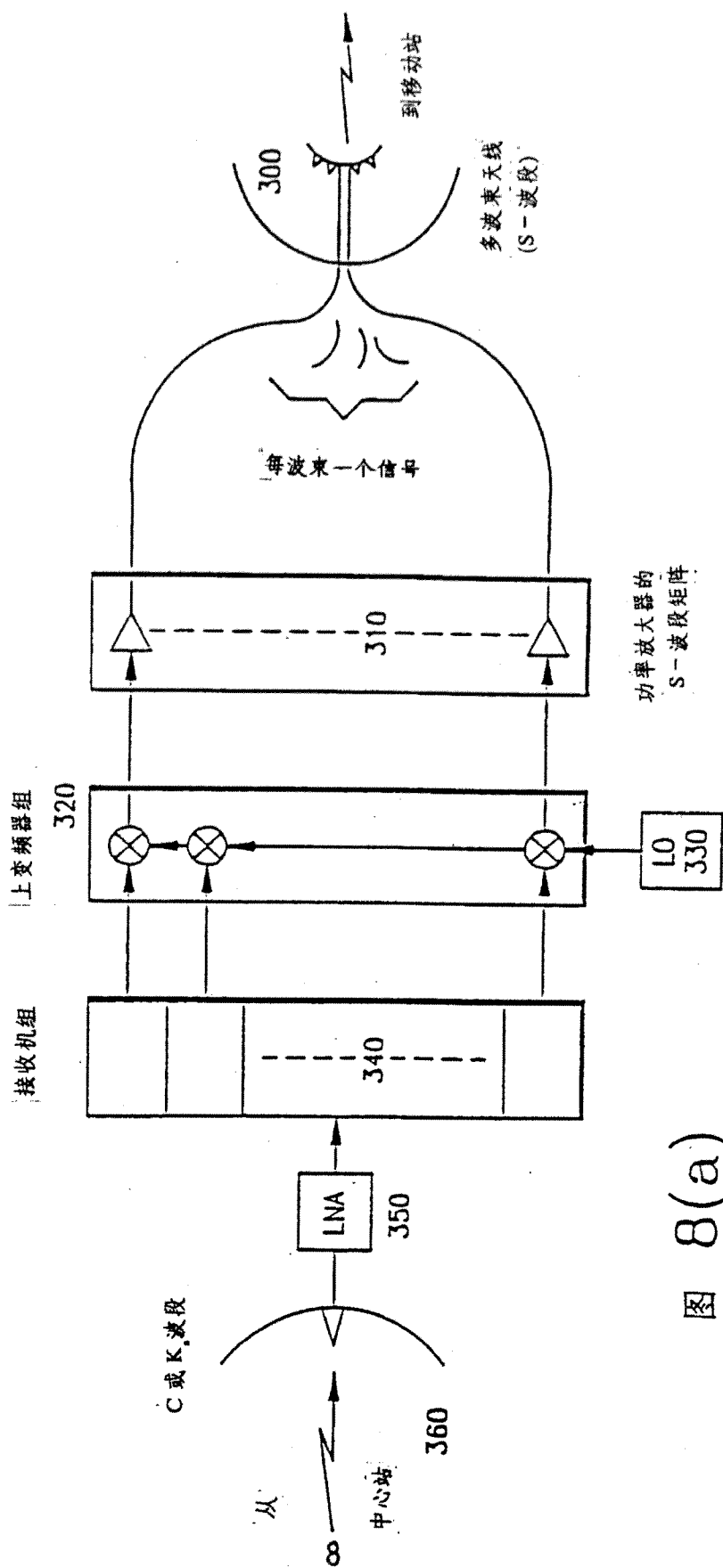


图 8(a)

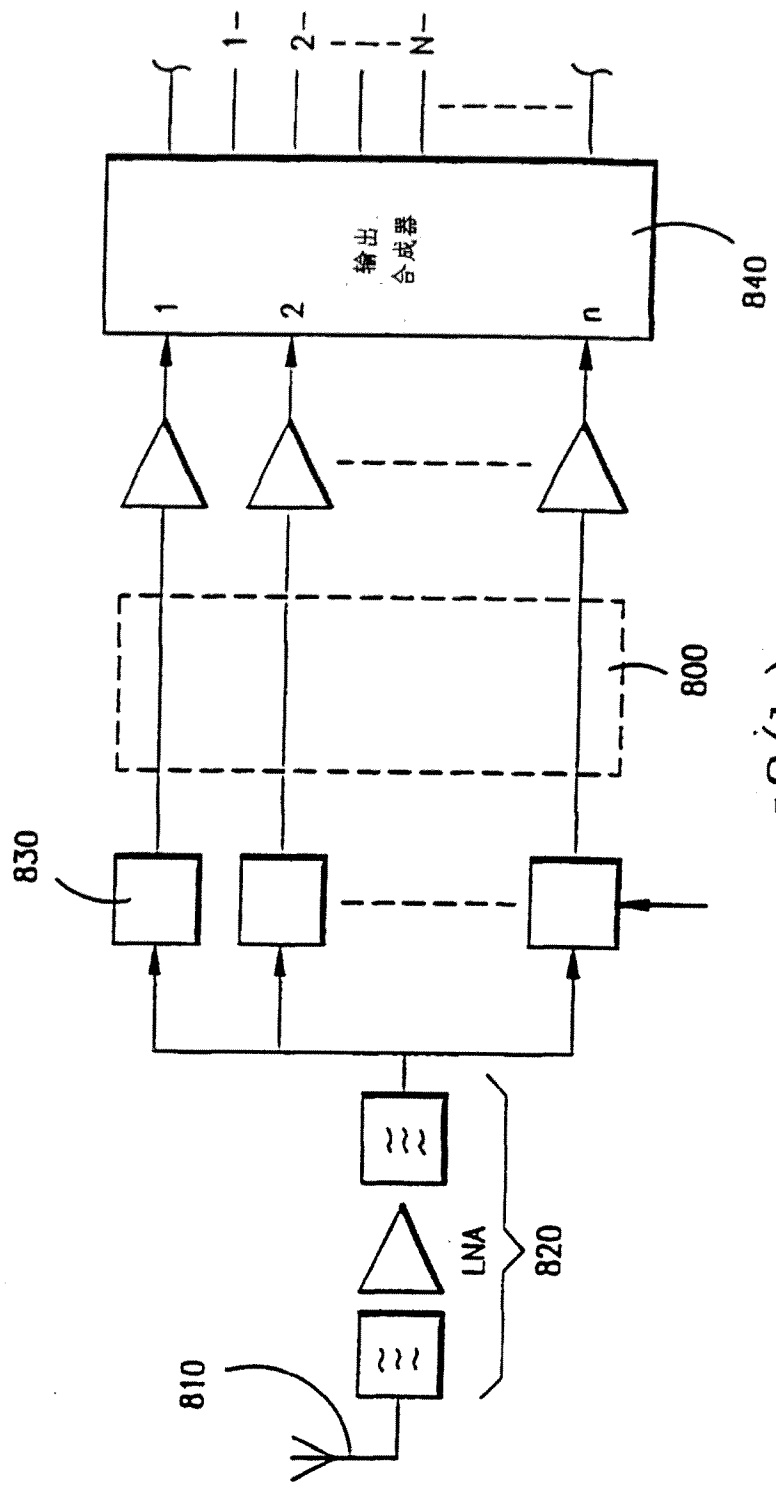


图8(b)

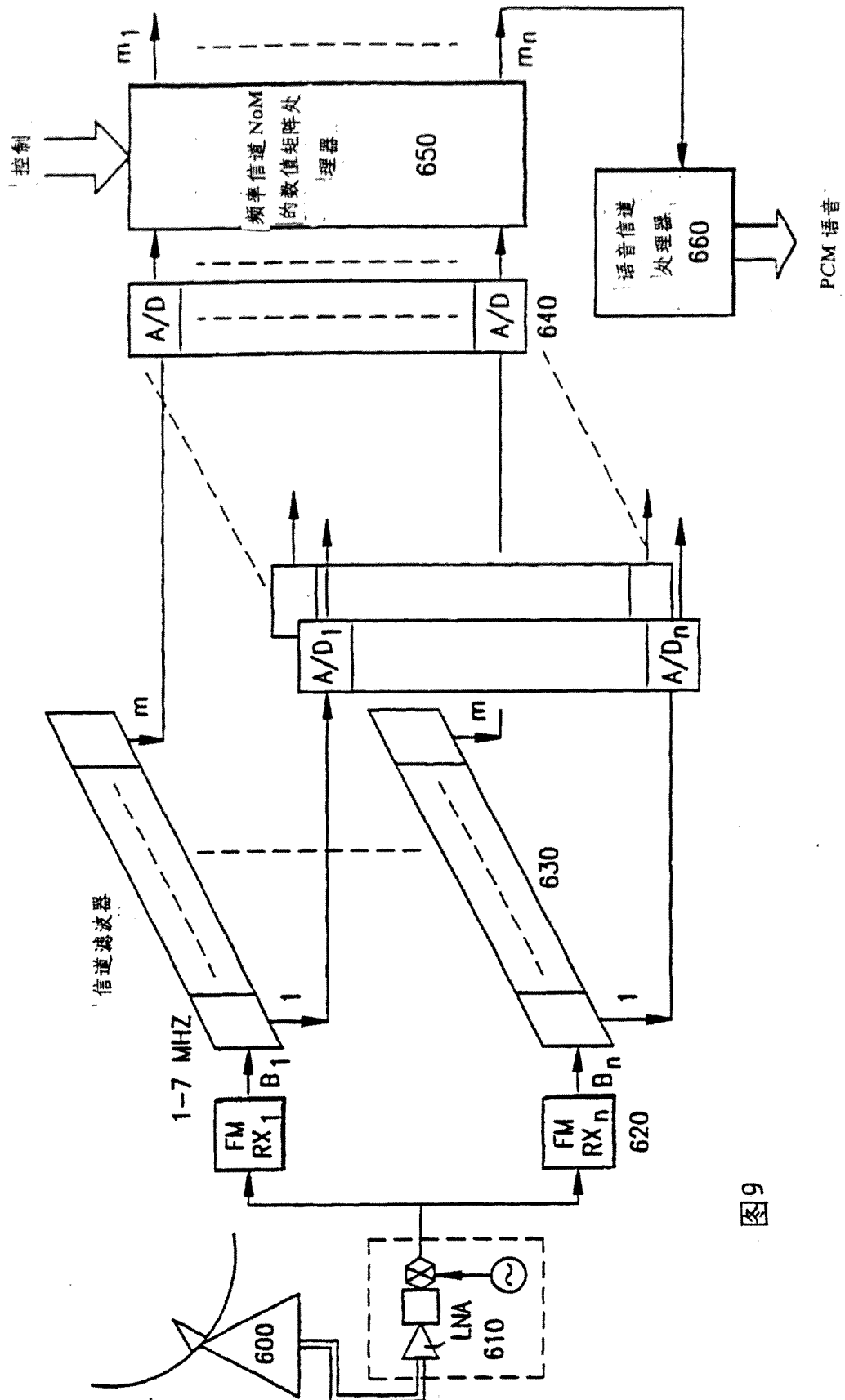


图9

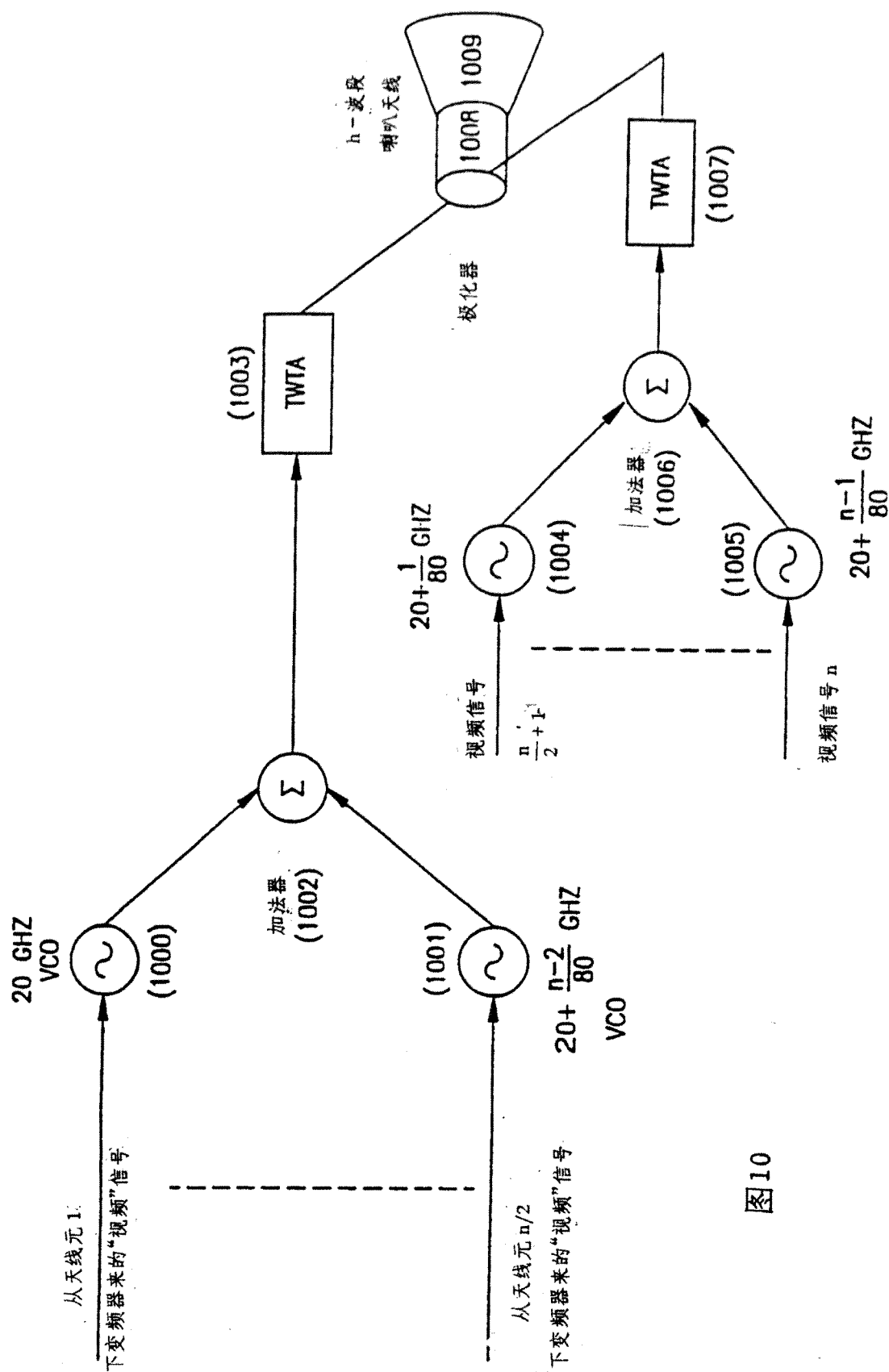
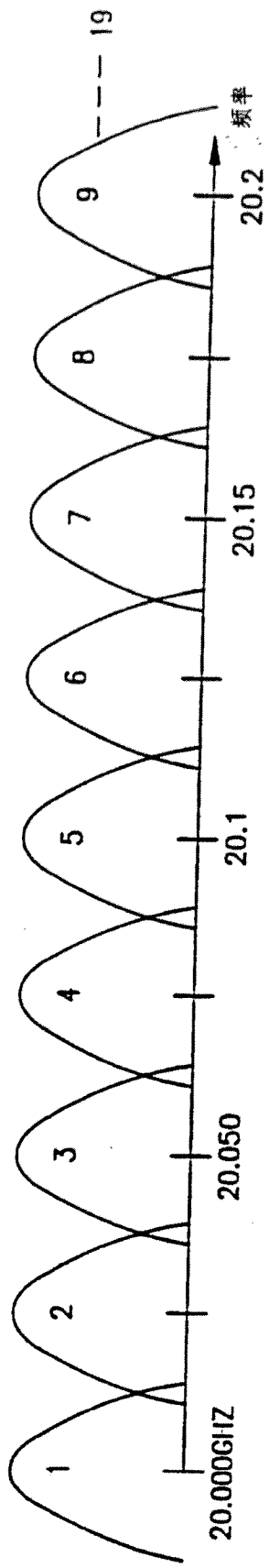


图 10

极化 = RHC

载波



12

极化 = LHCON

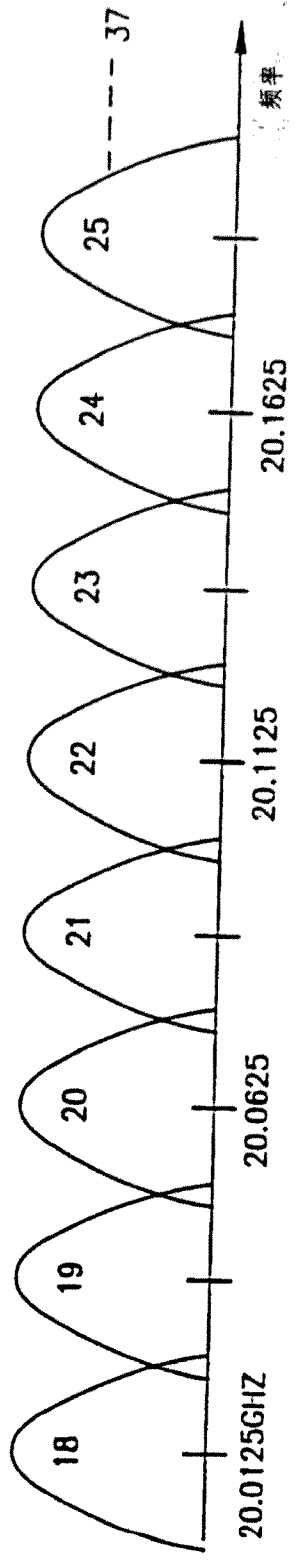


图11

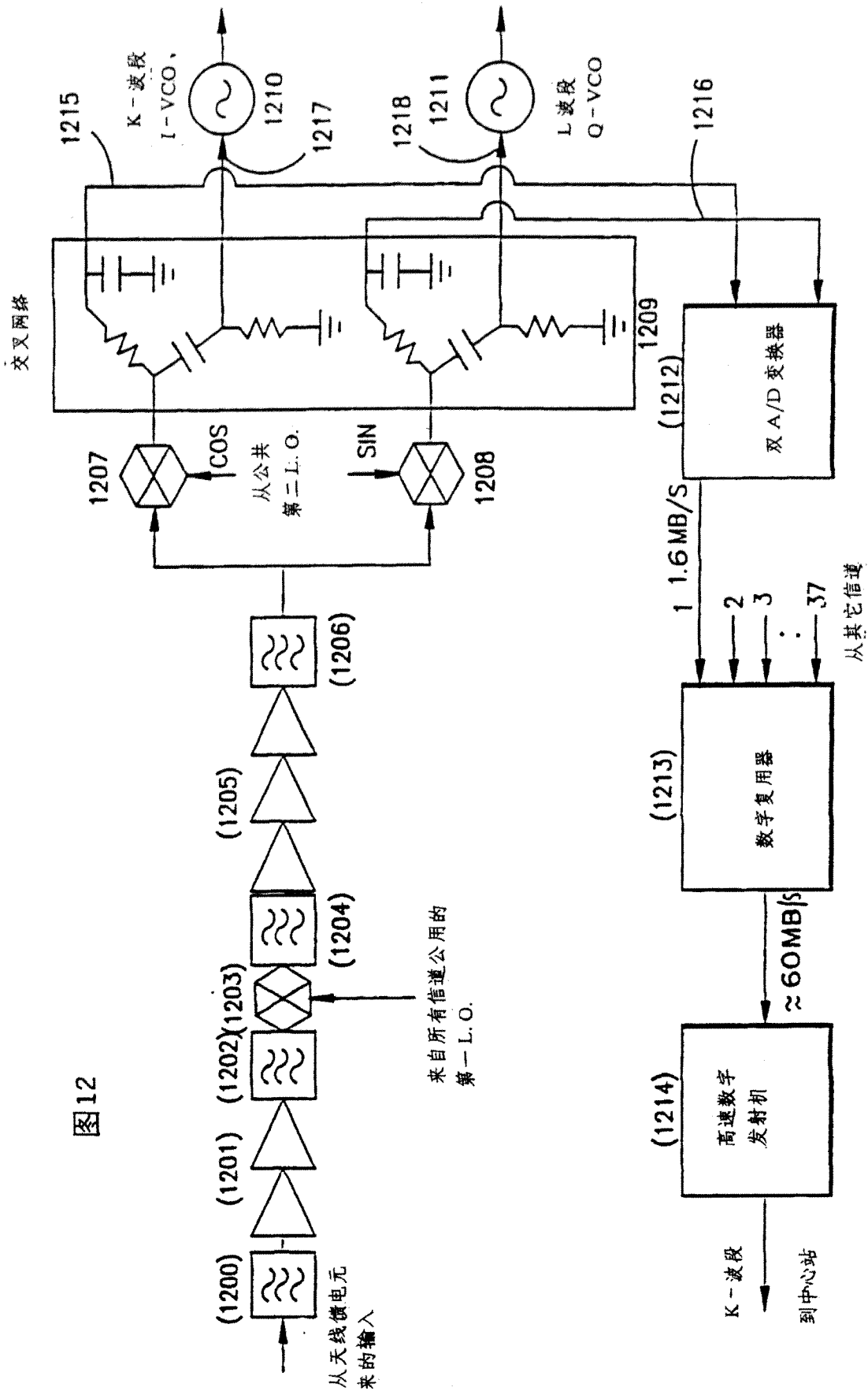


图 12

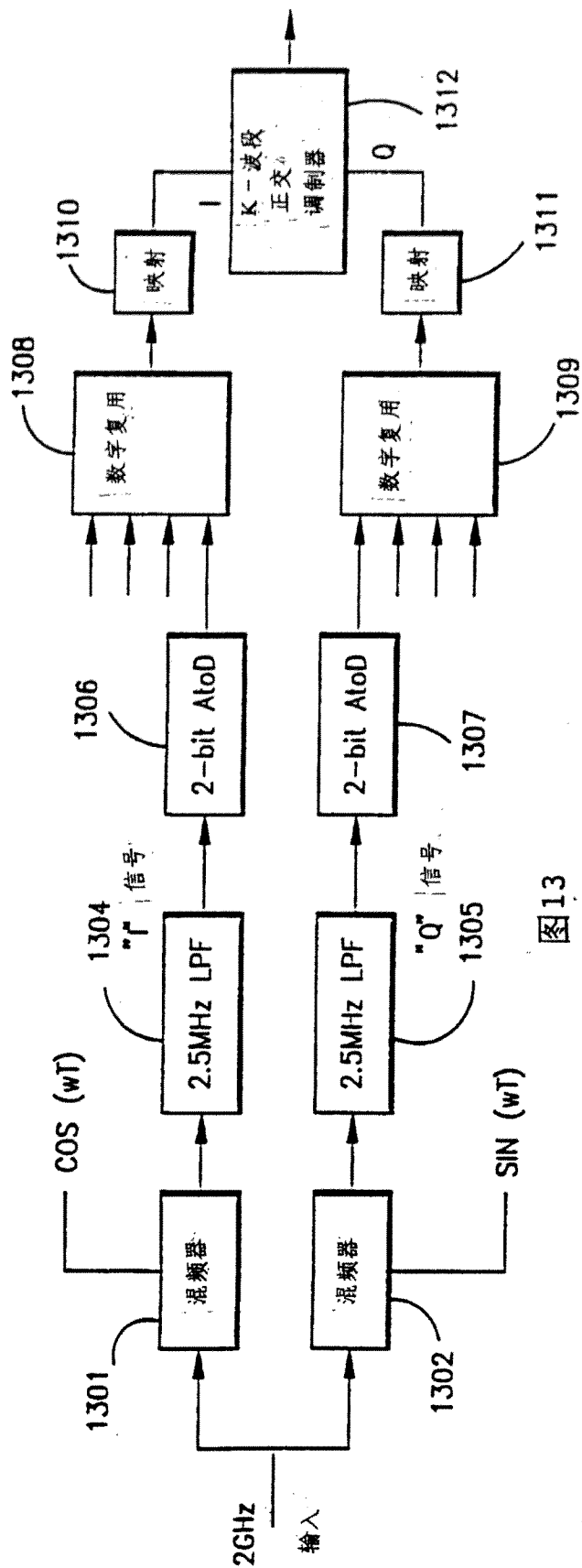


图13

映射 2-BIT 复用的 I 和 Q 信号到 K-波段载波矢量)

		0-轴		I-AXIS	
00	•	•	•	•	•
01	•	•	•	•	•
10	•	•	•	•	•
11	•	•	•	•	•
		11	10	01	00

图14

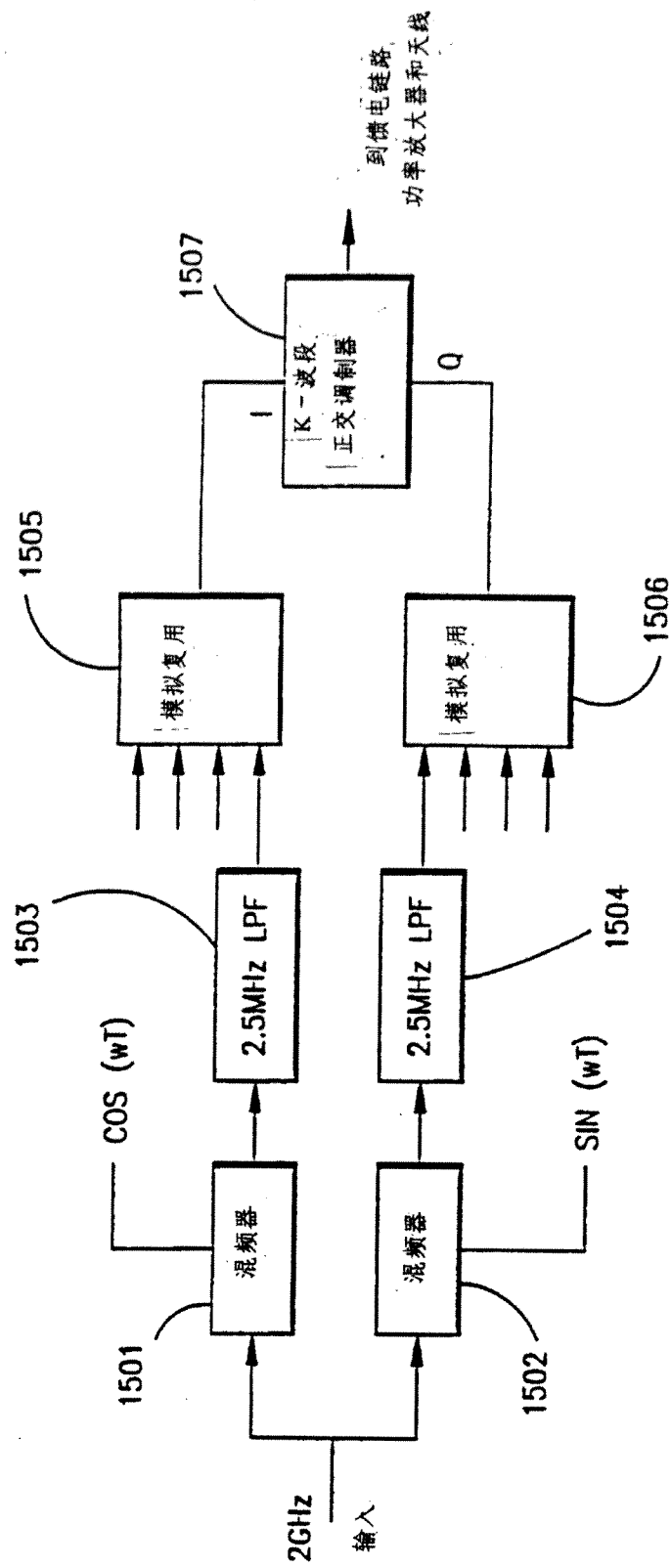


图 15

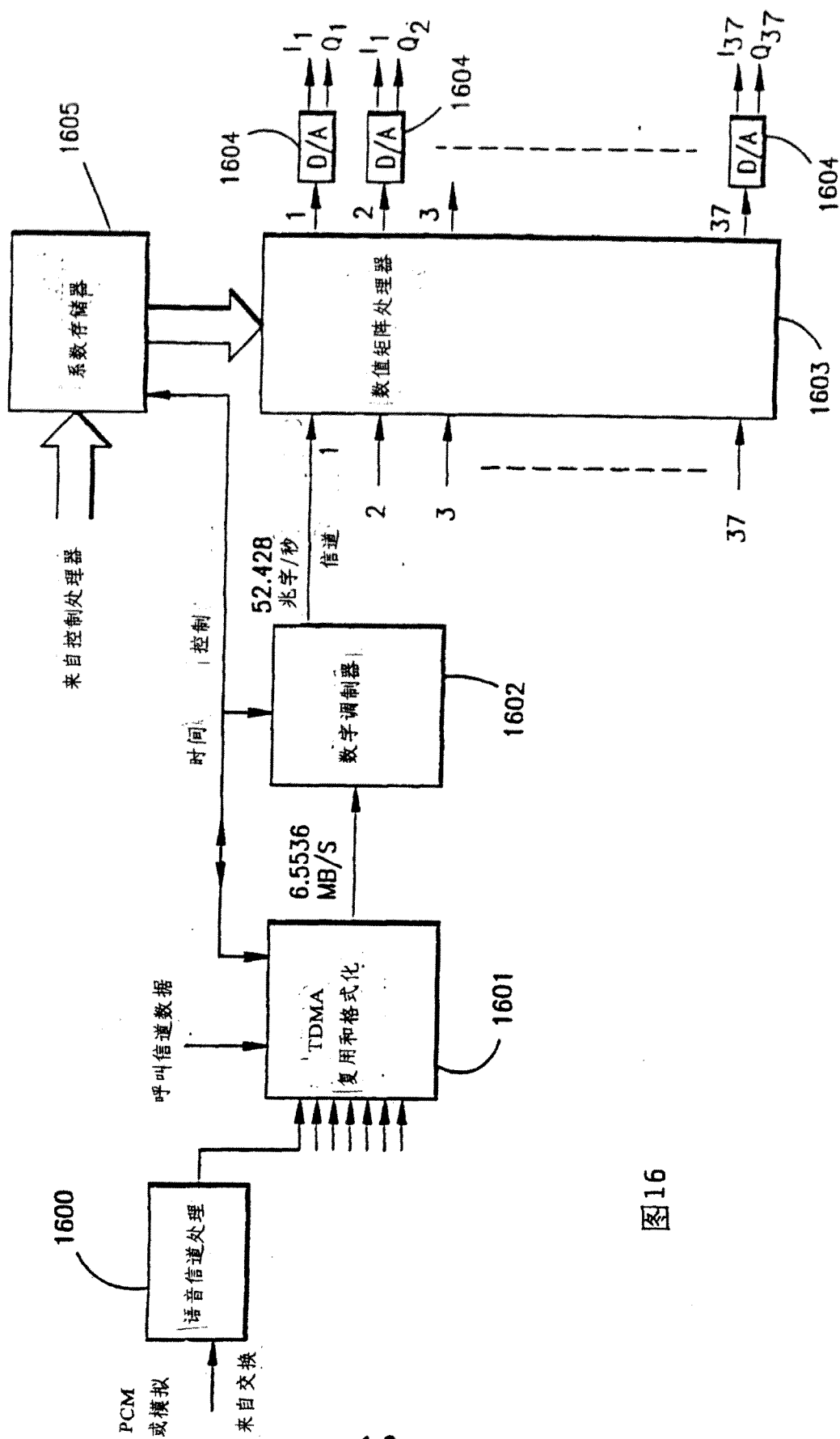
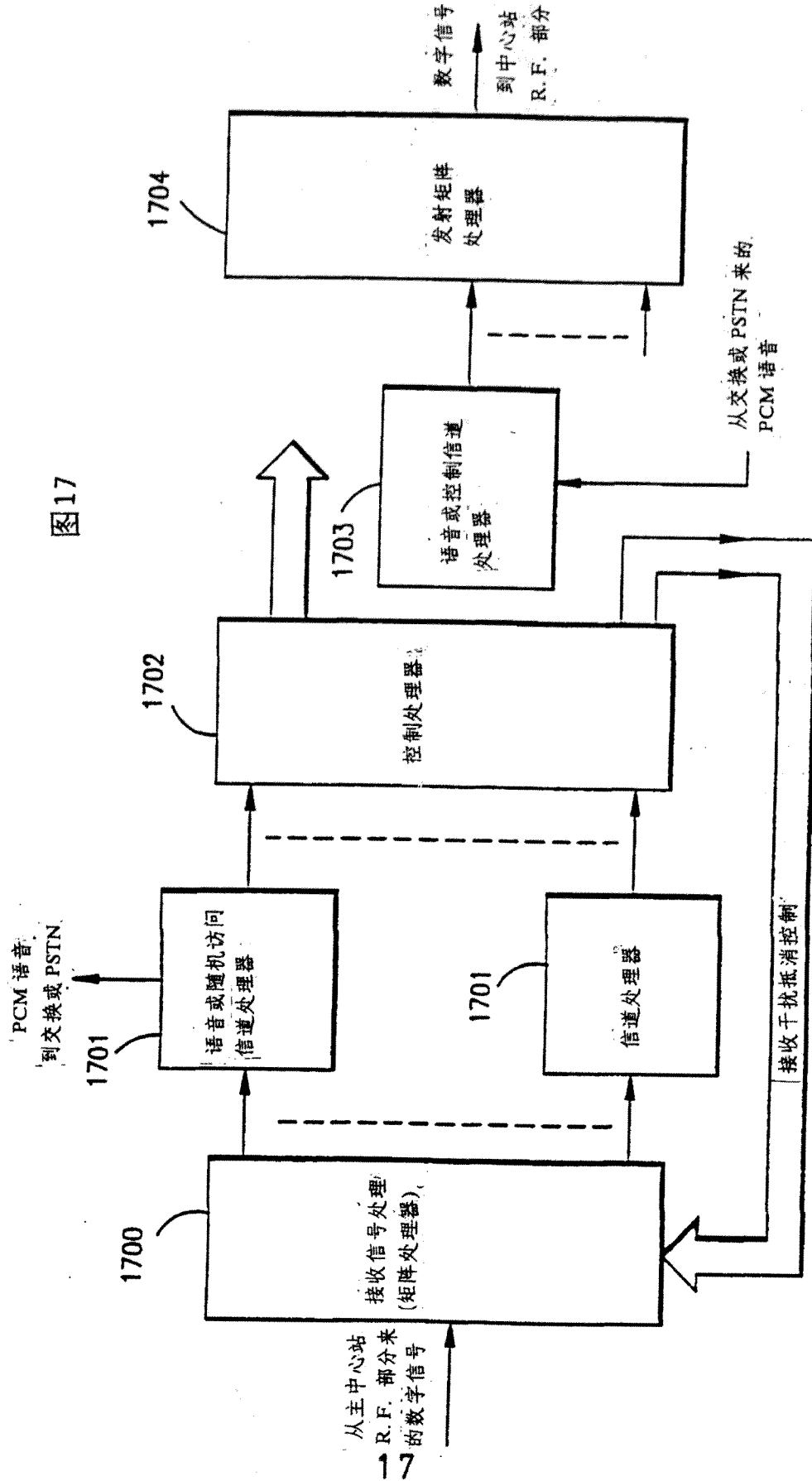
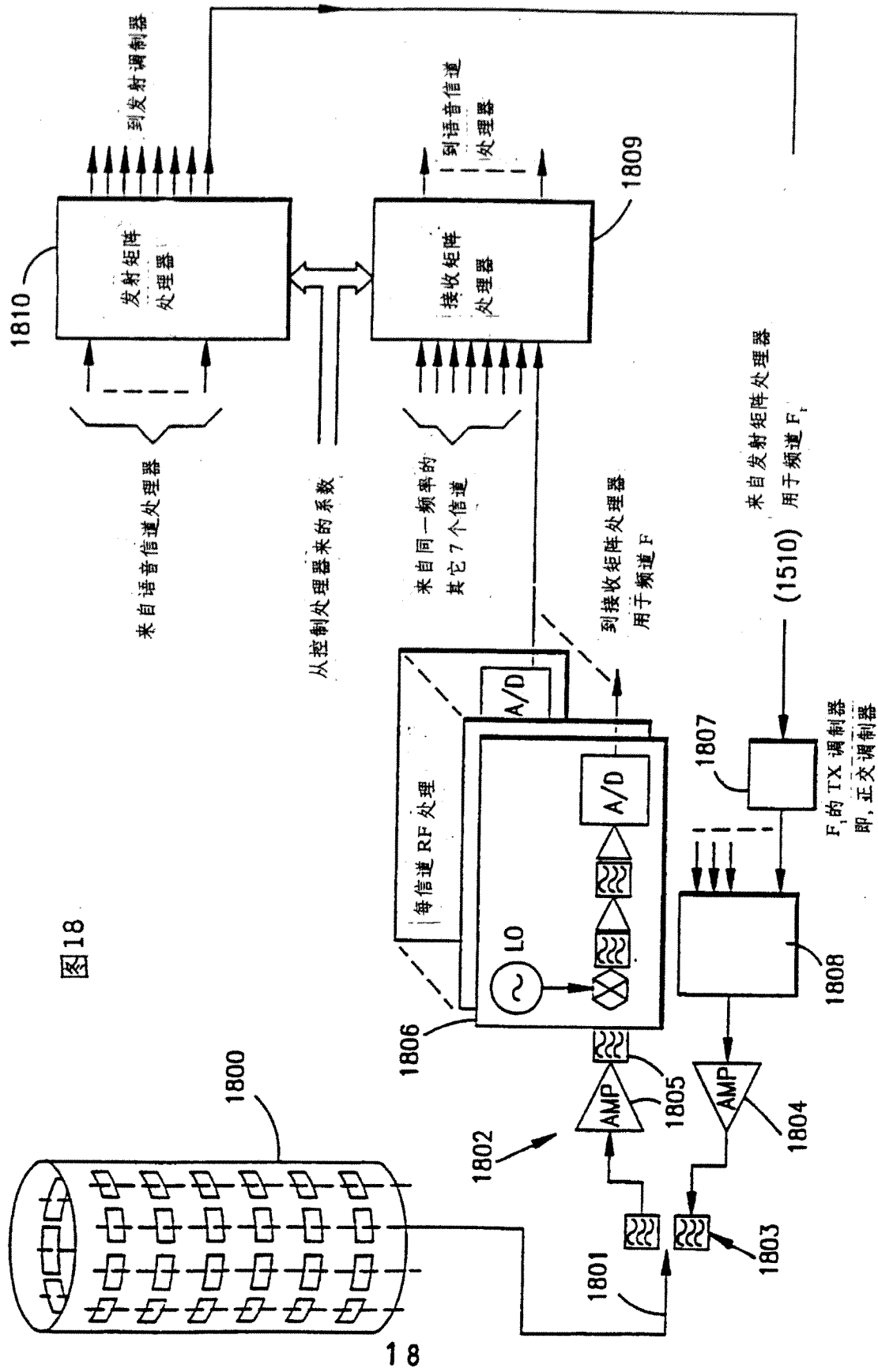


图 16

图17





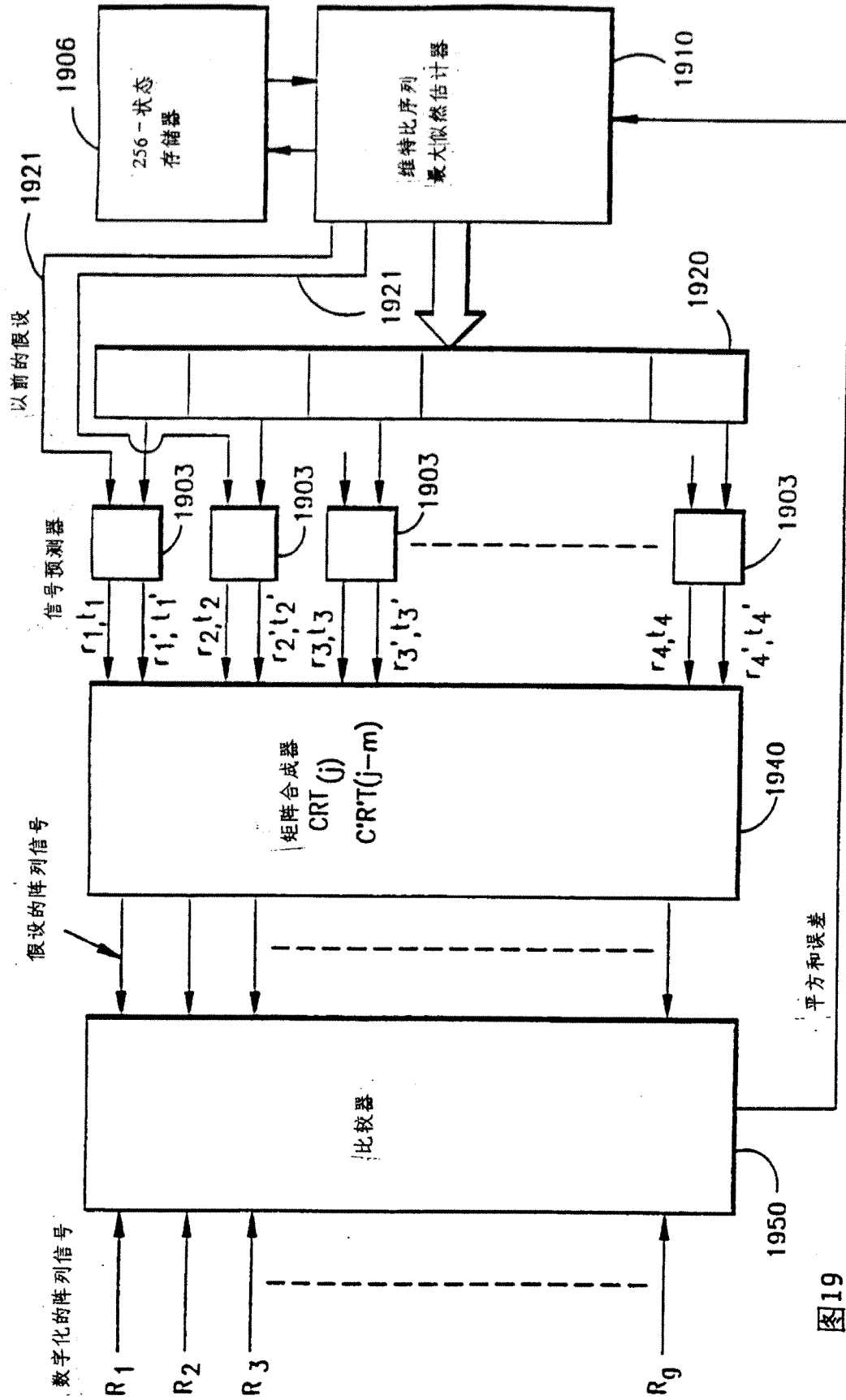
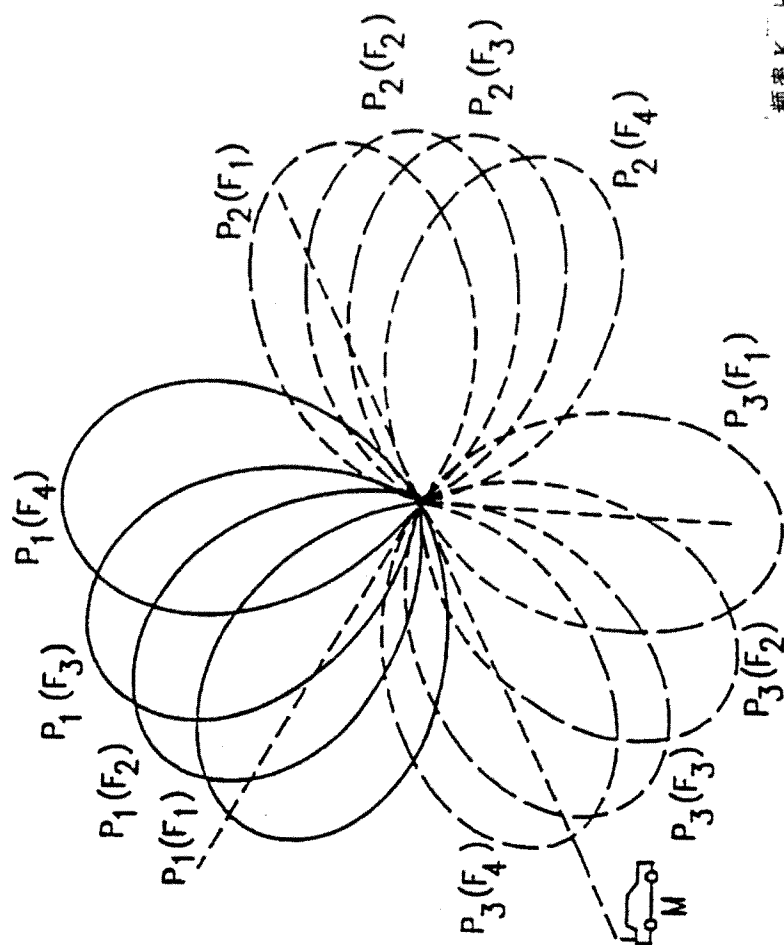


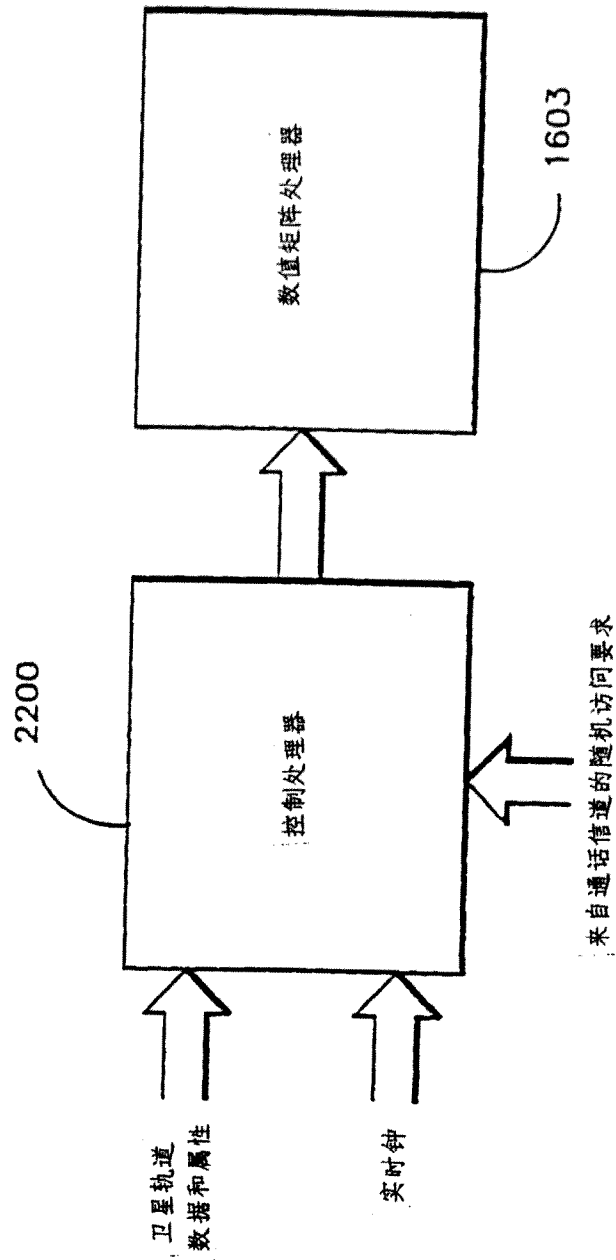
图19



频率 K 上第 i 个瓣 $P_i(F_i)$ 装置

图 20

图22



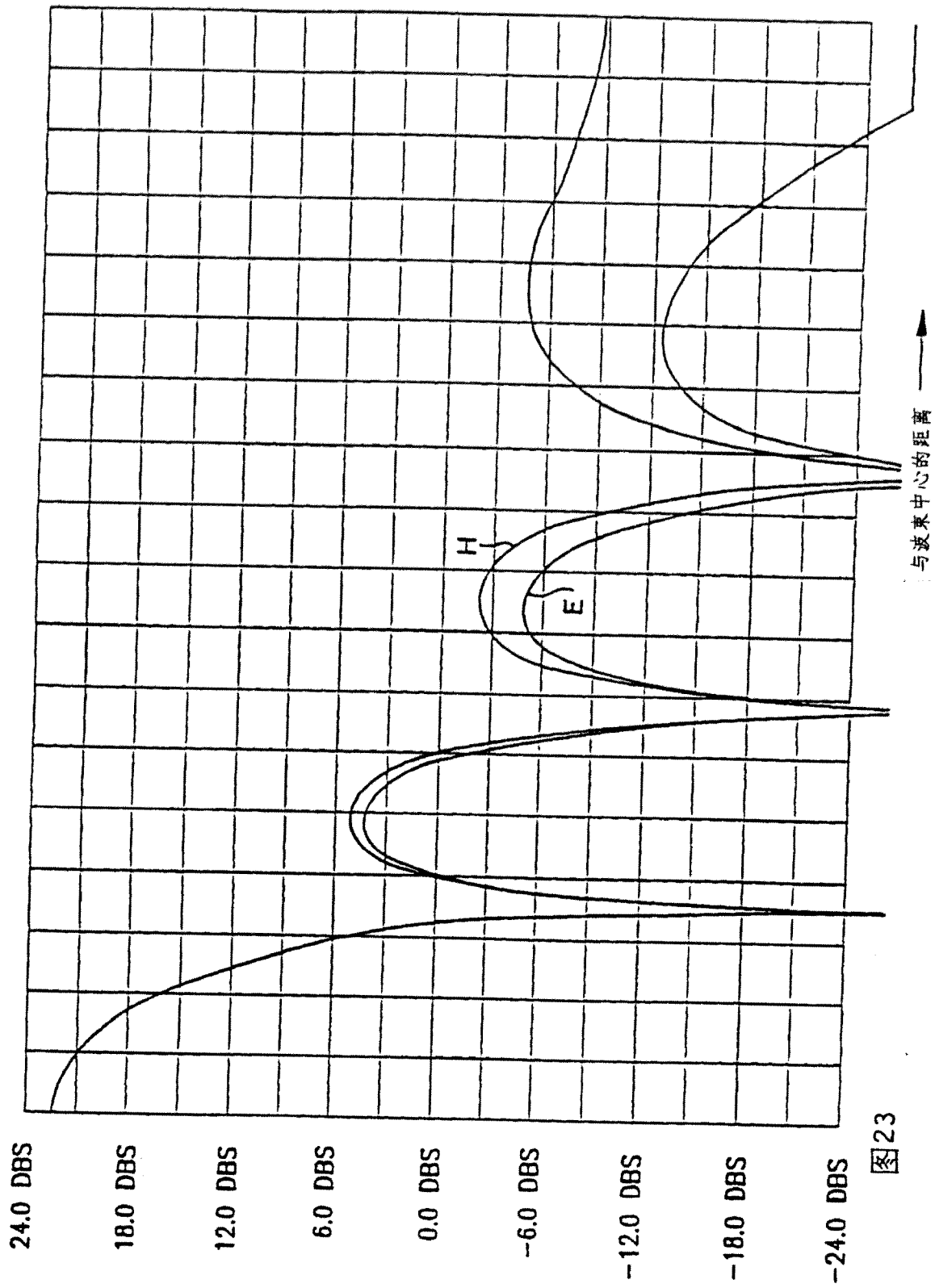


图 23

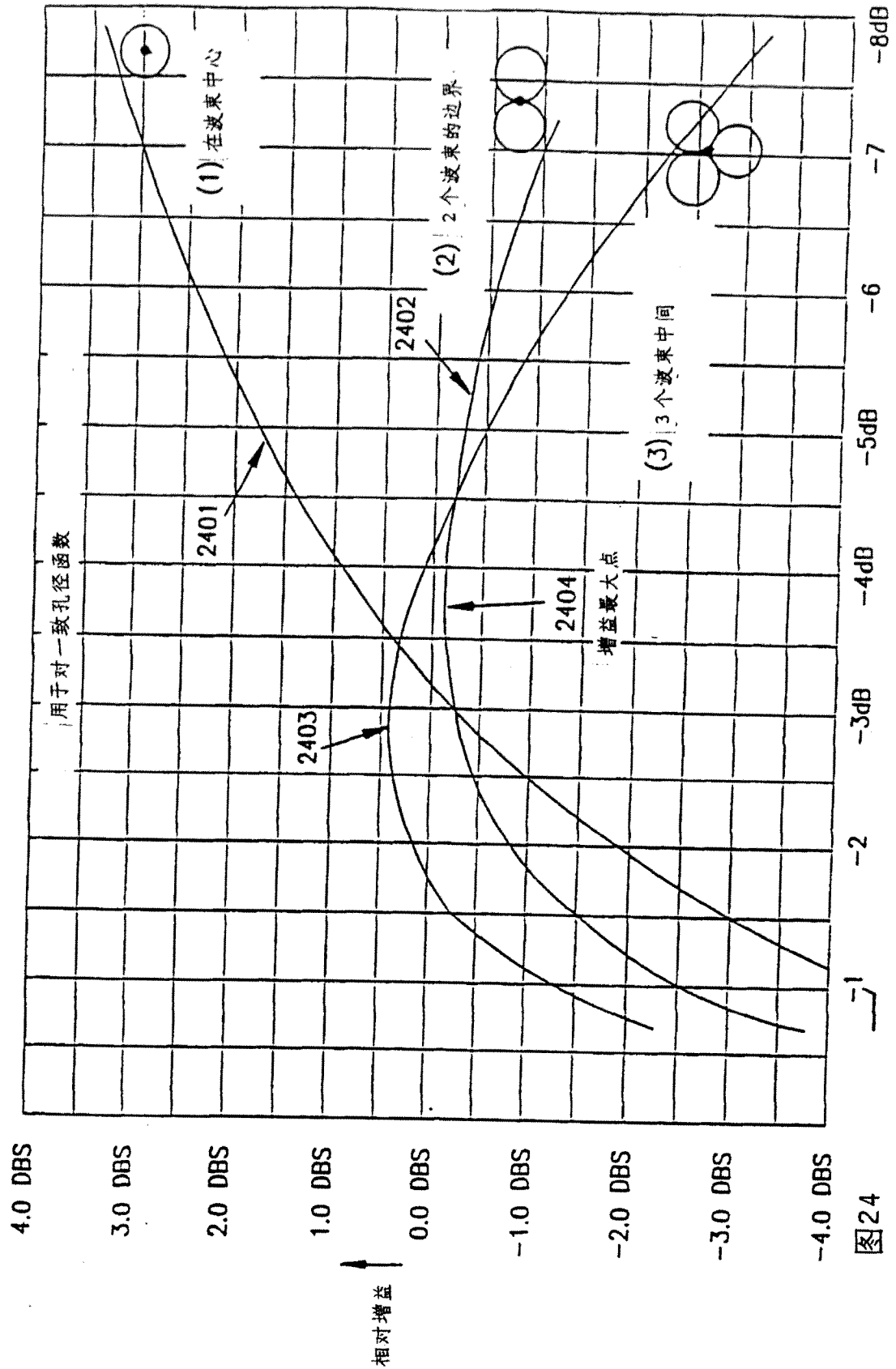


图24

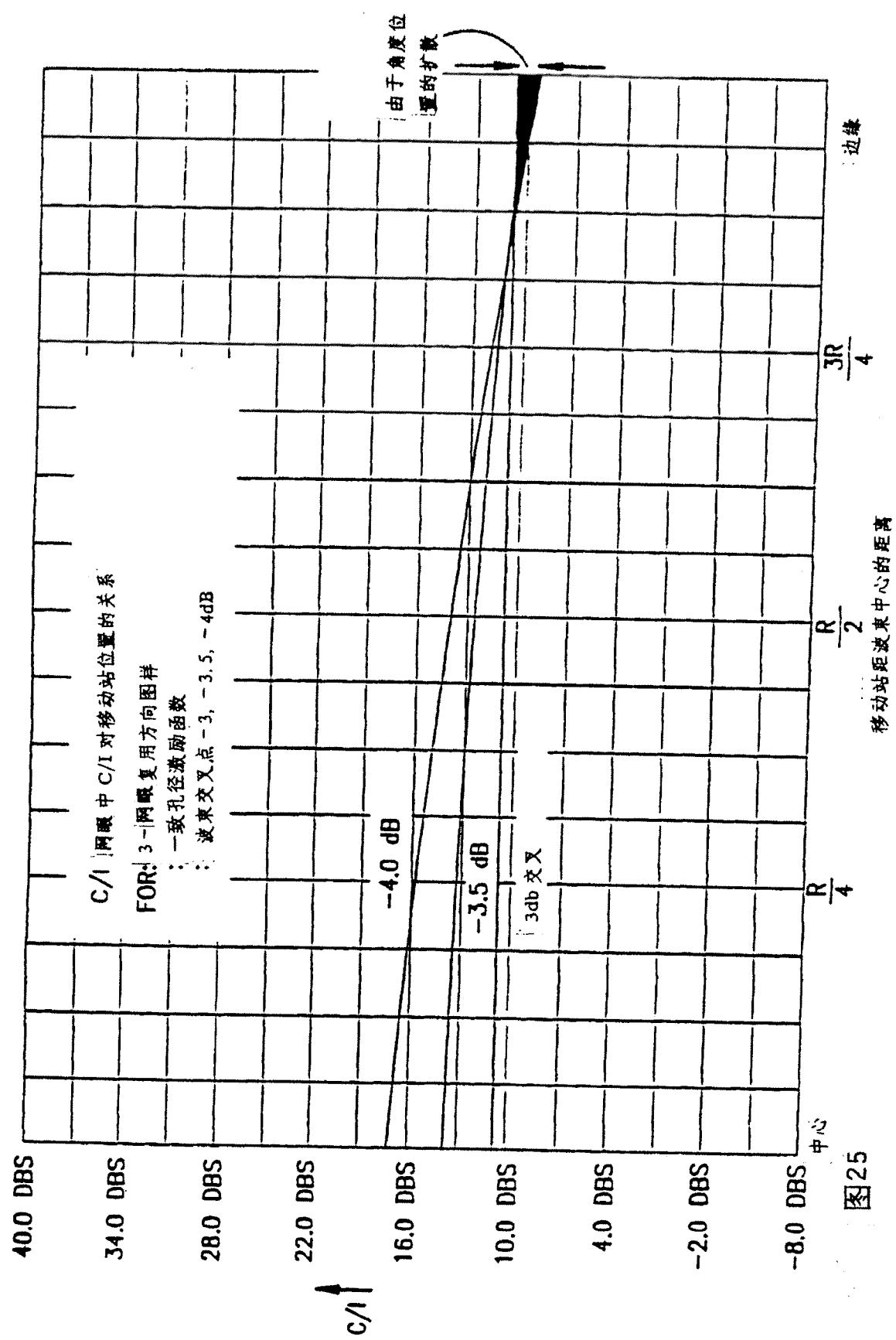


图 25

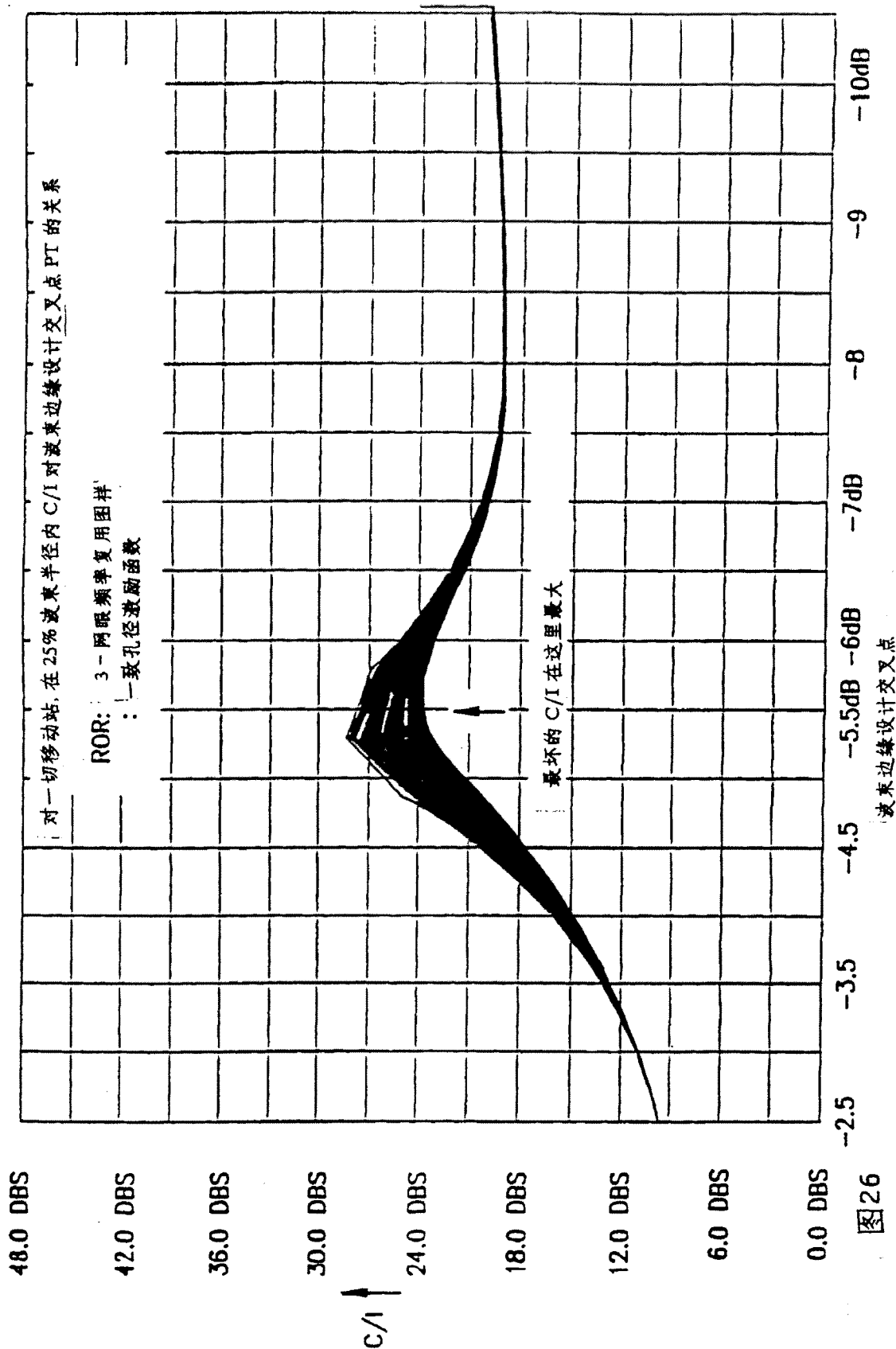


图26

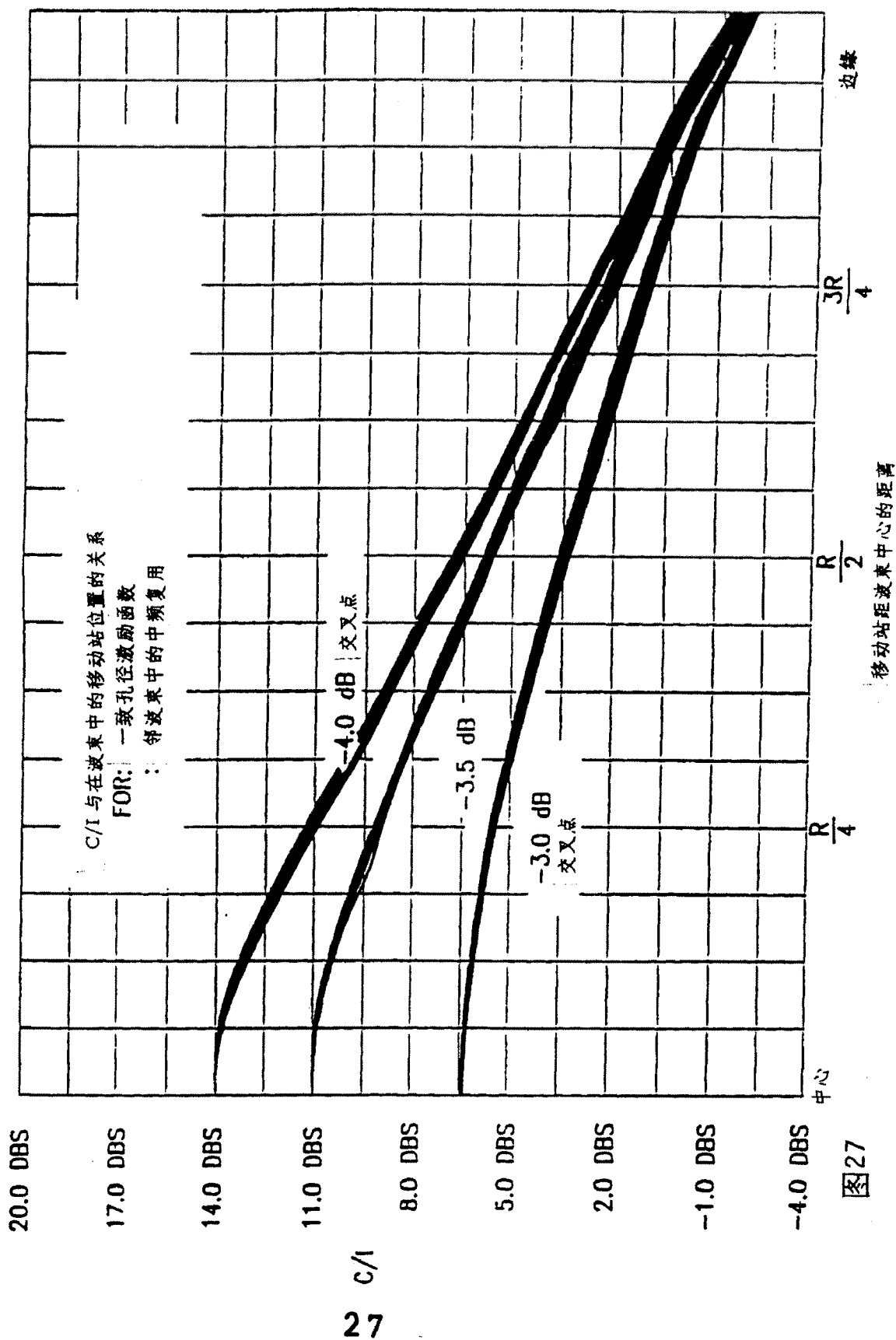


图27

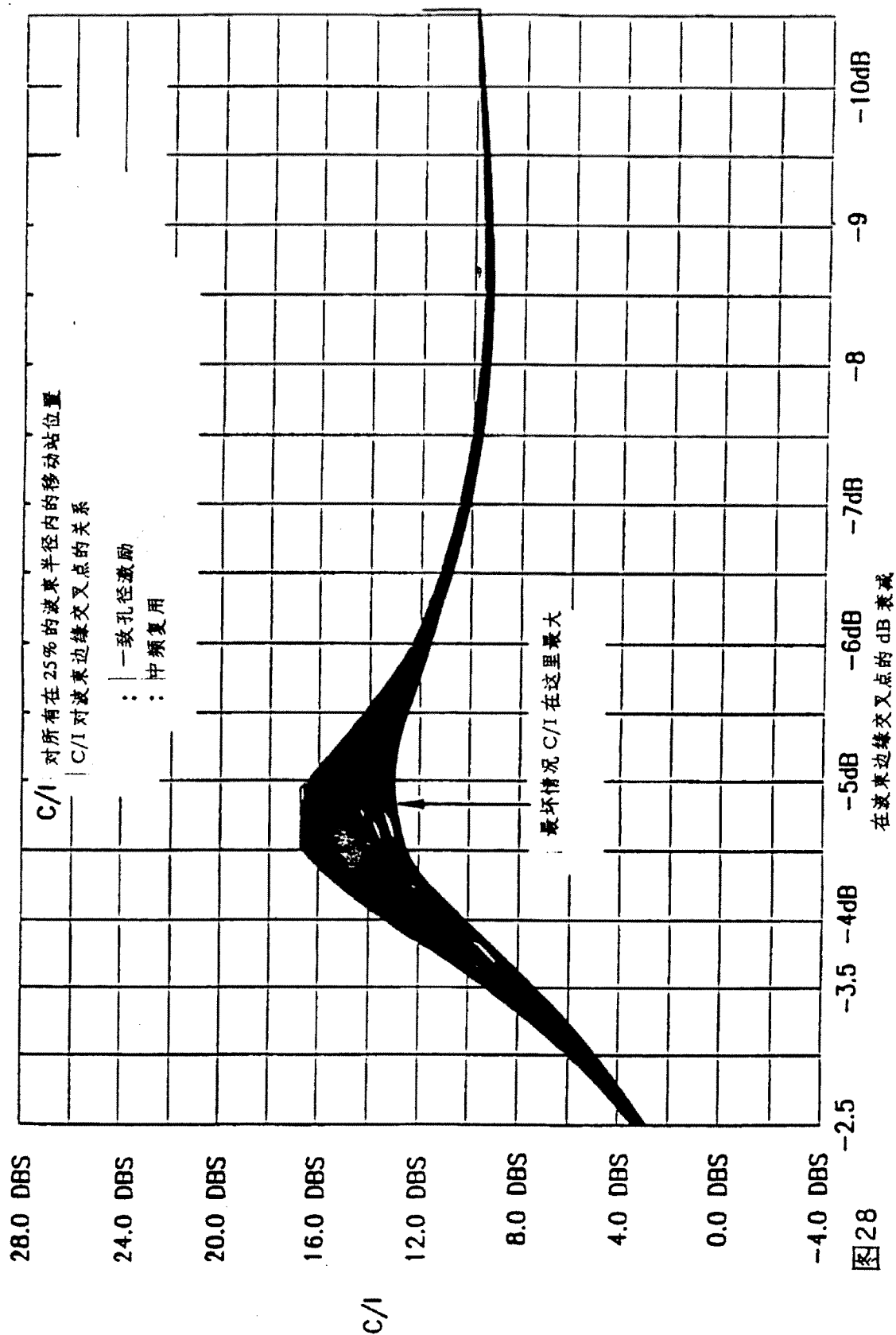


图 28

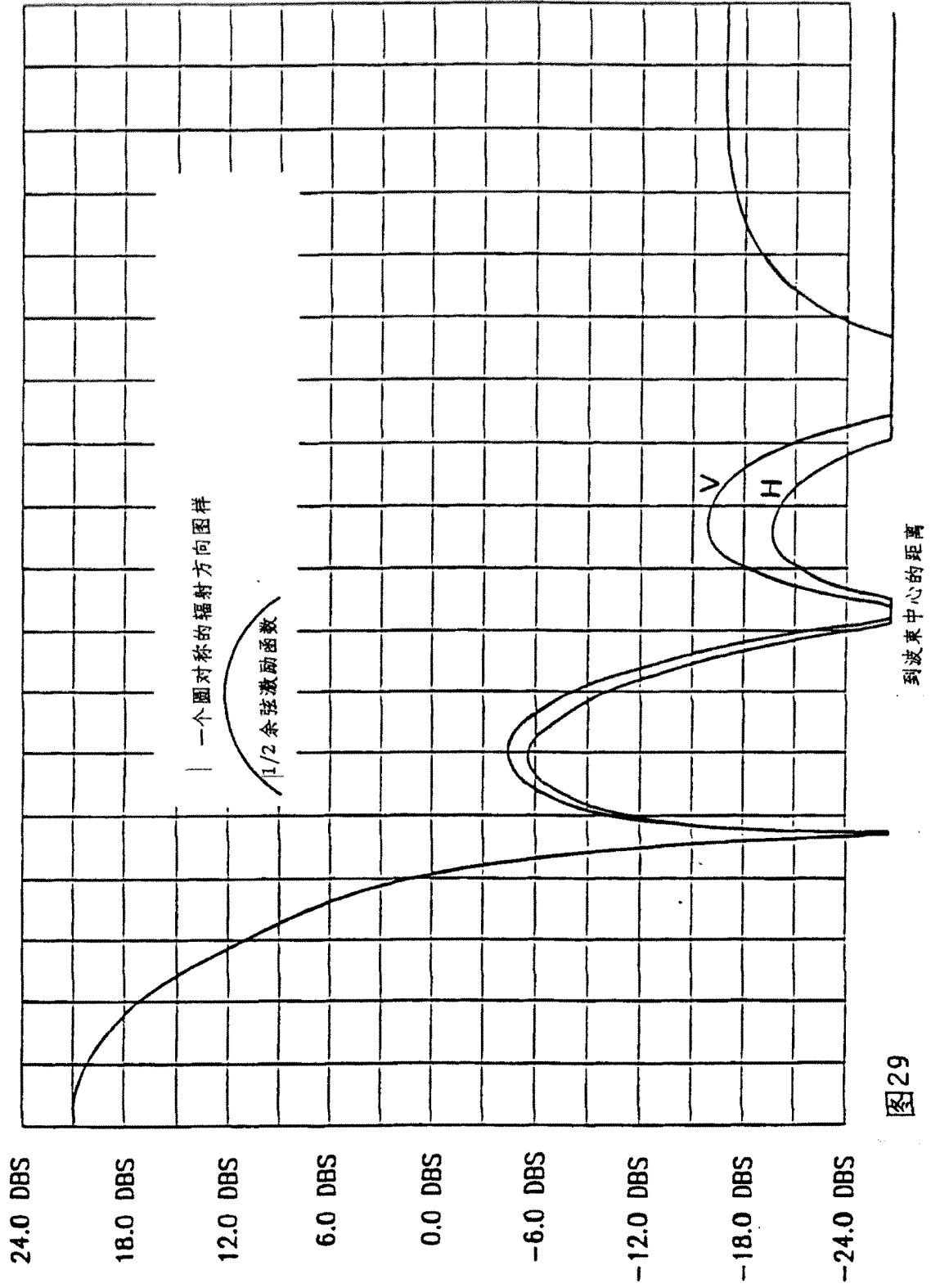


图 29

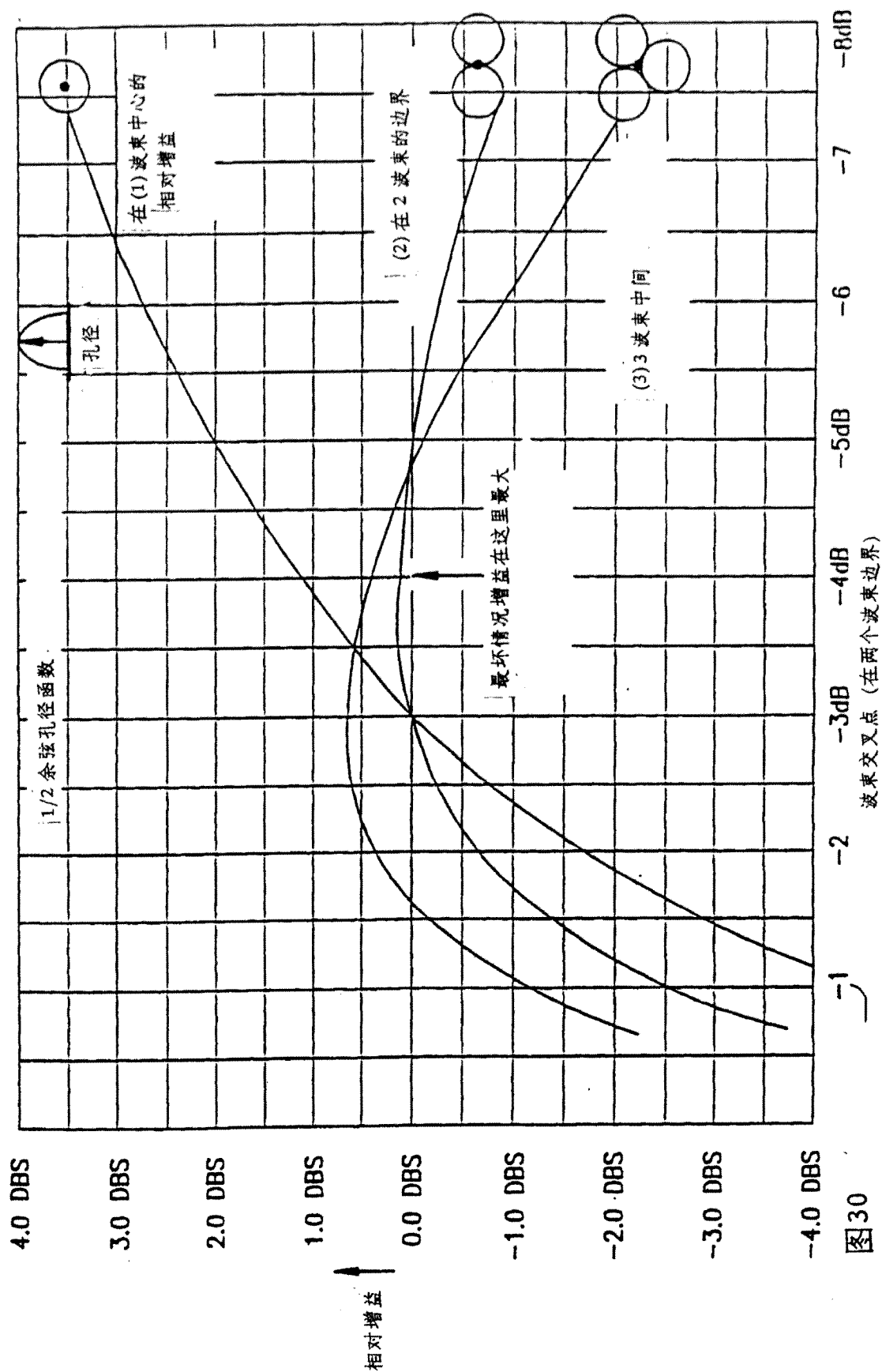


图 30

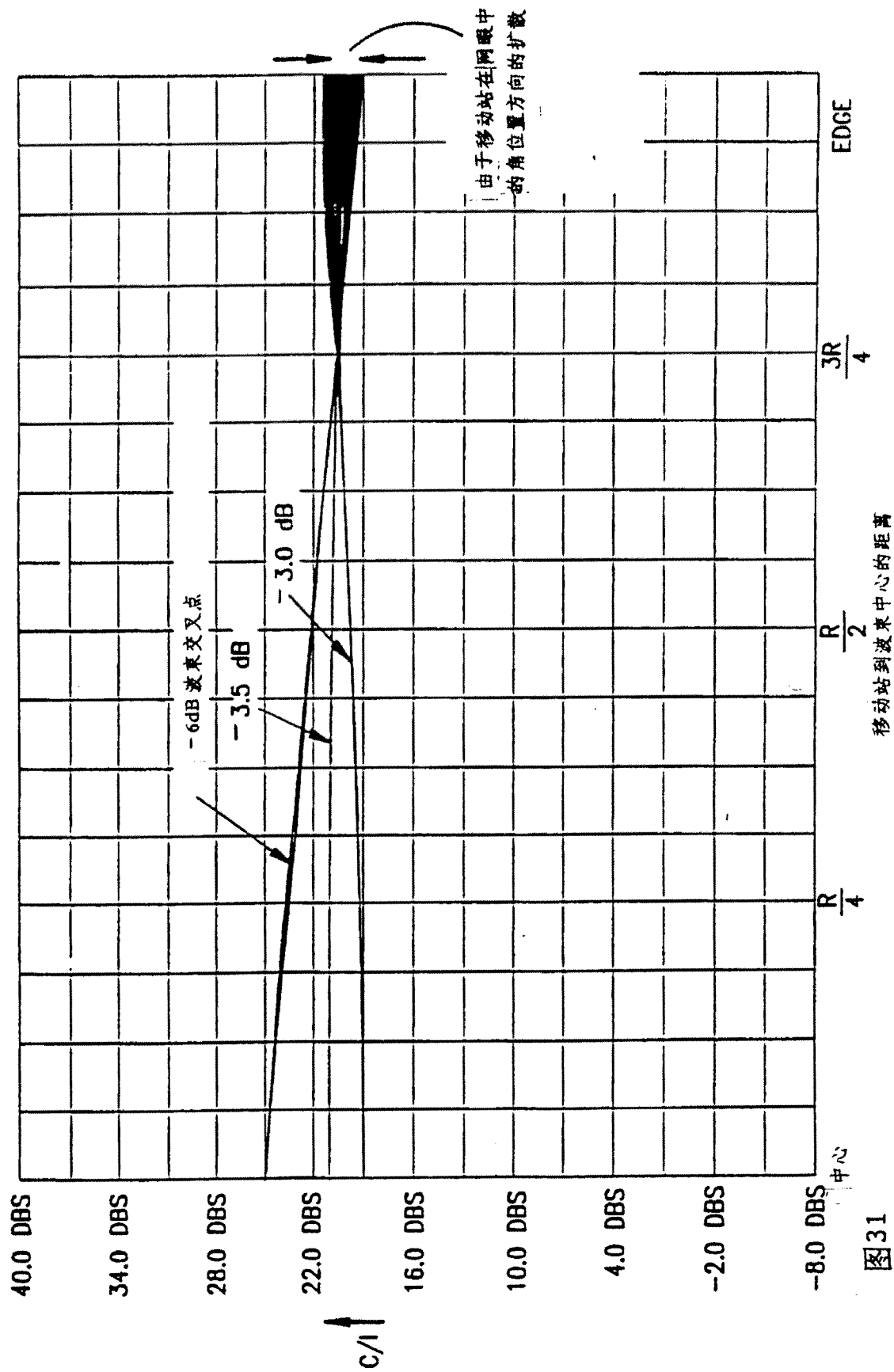


图 31

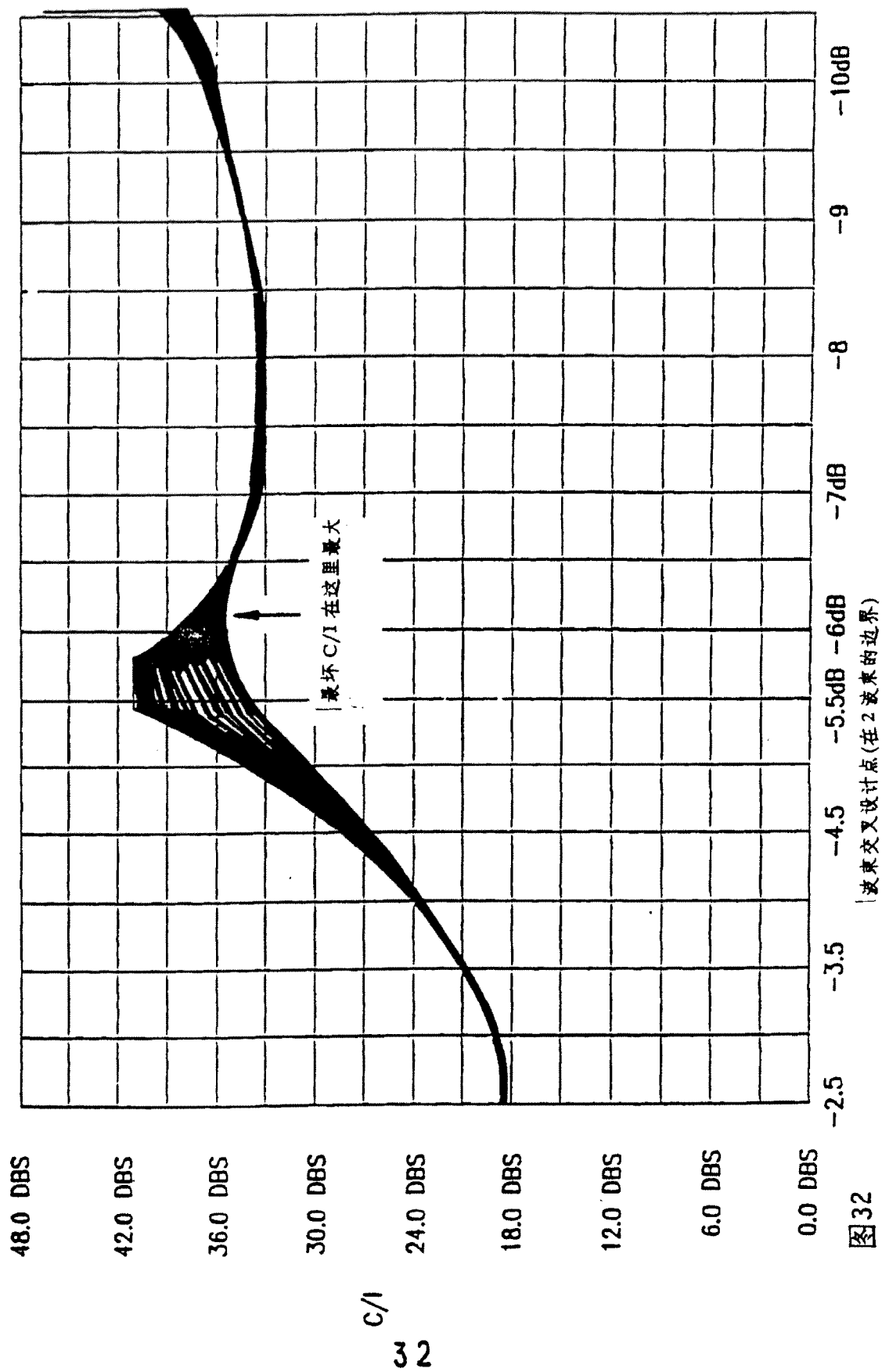


图 32

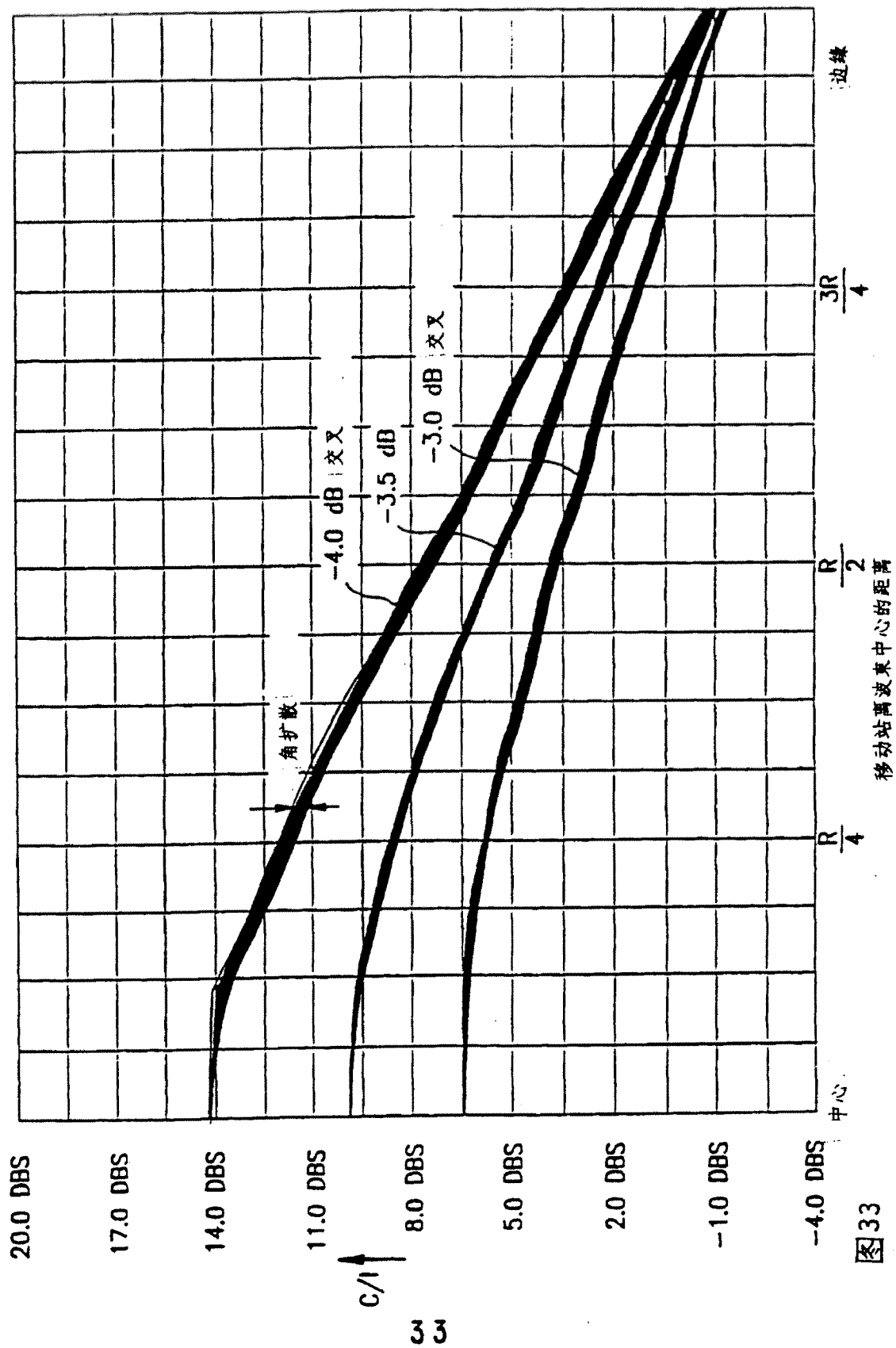


图 33

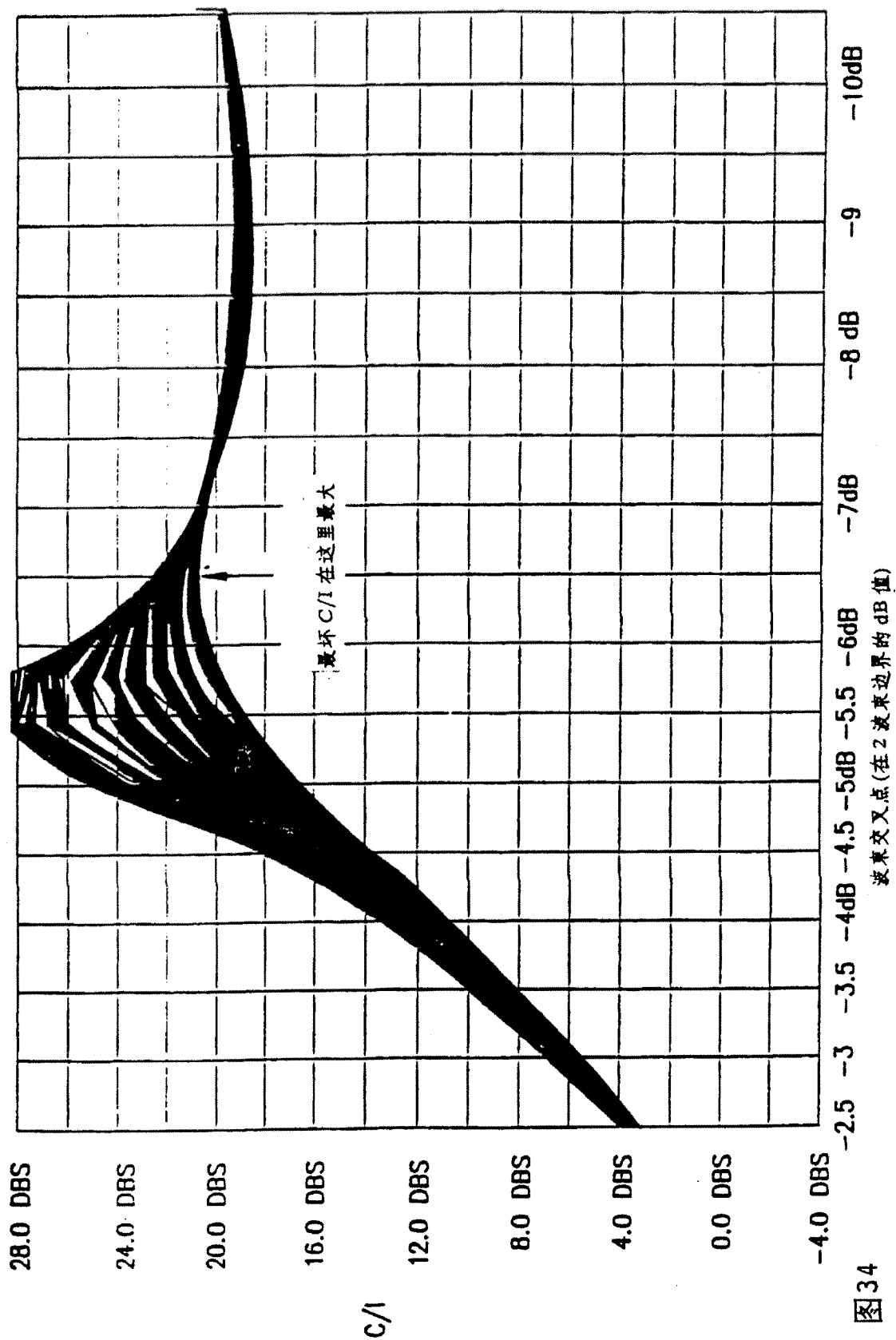
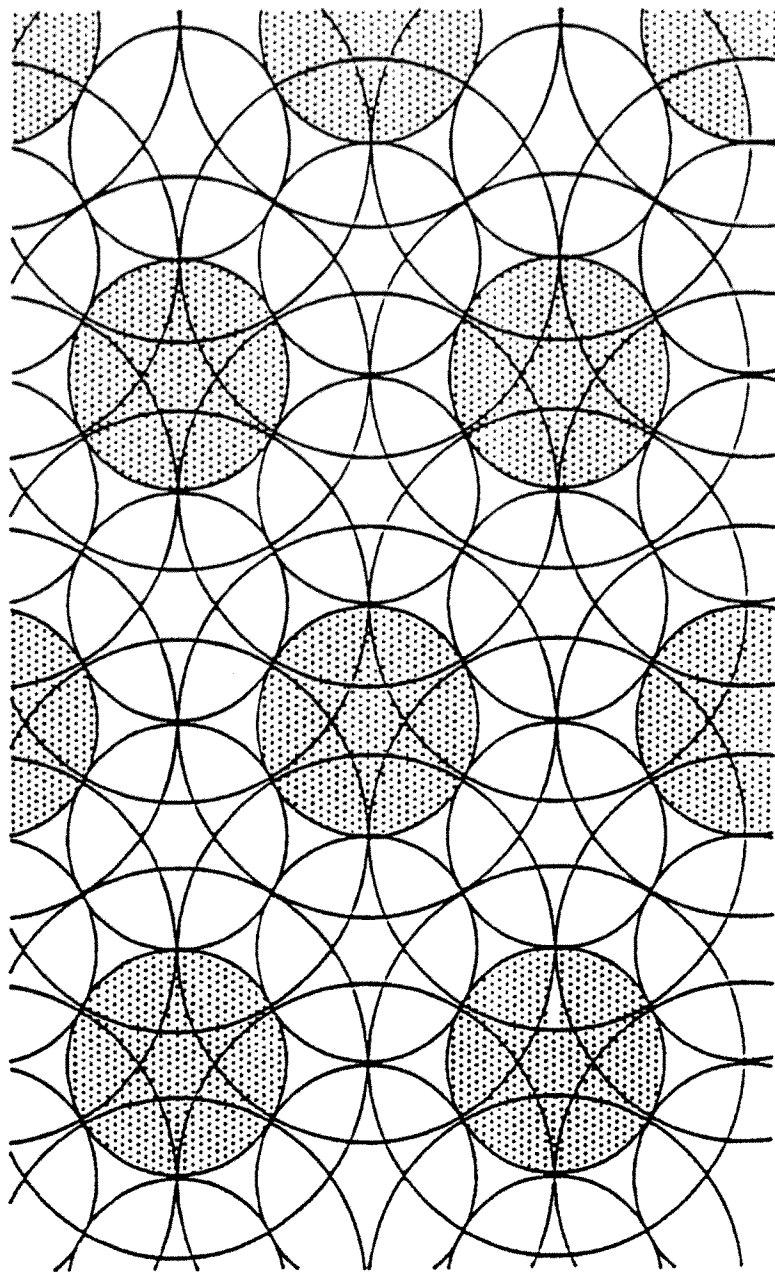
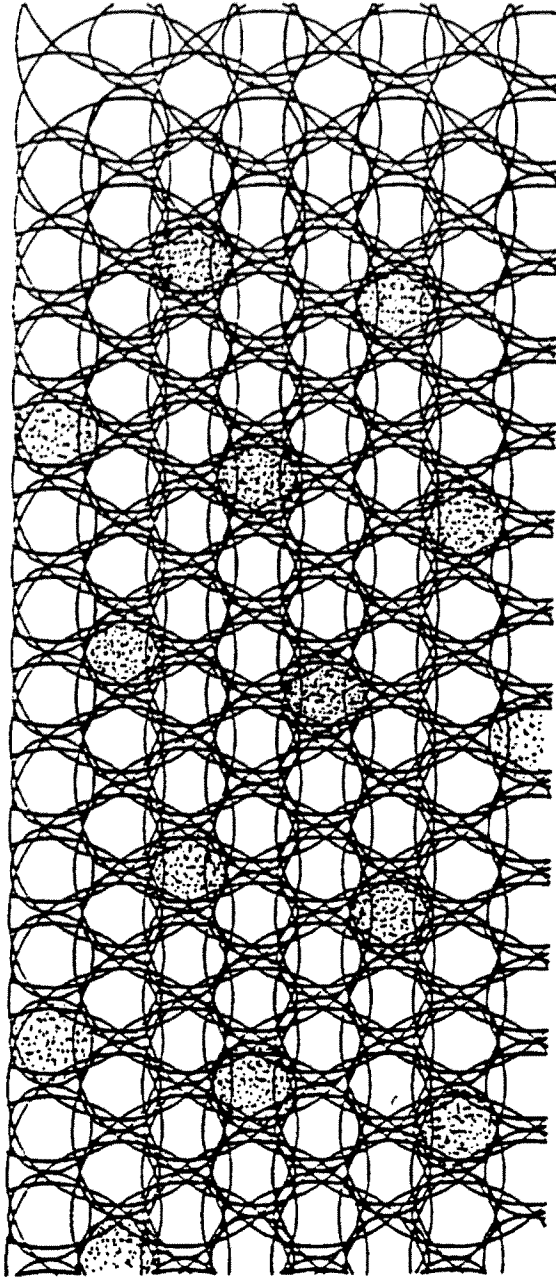


图 34



每个给定颜色相切的特性(1|网眼方案)
但是较小的圆形成一个3|网眼模型

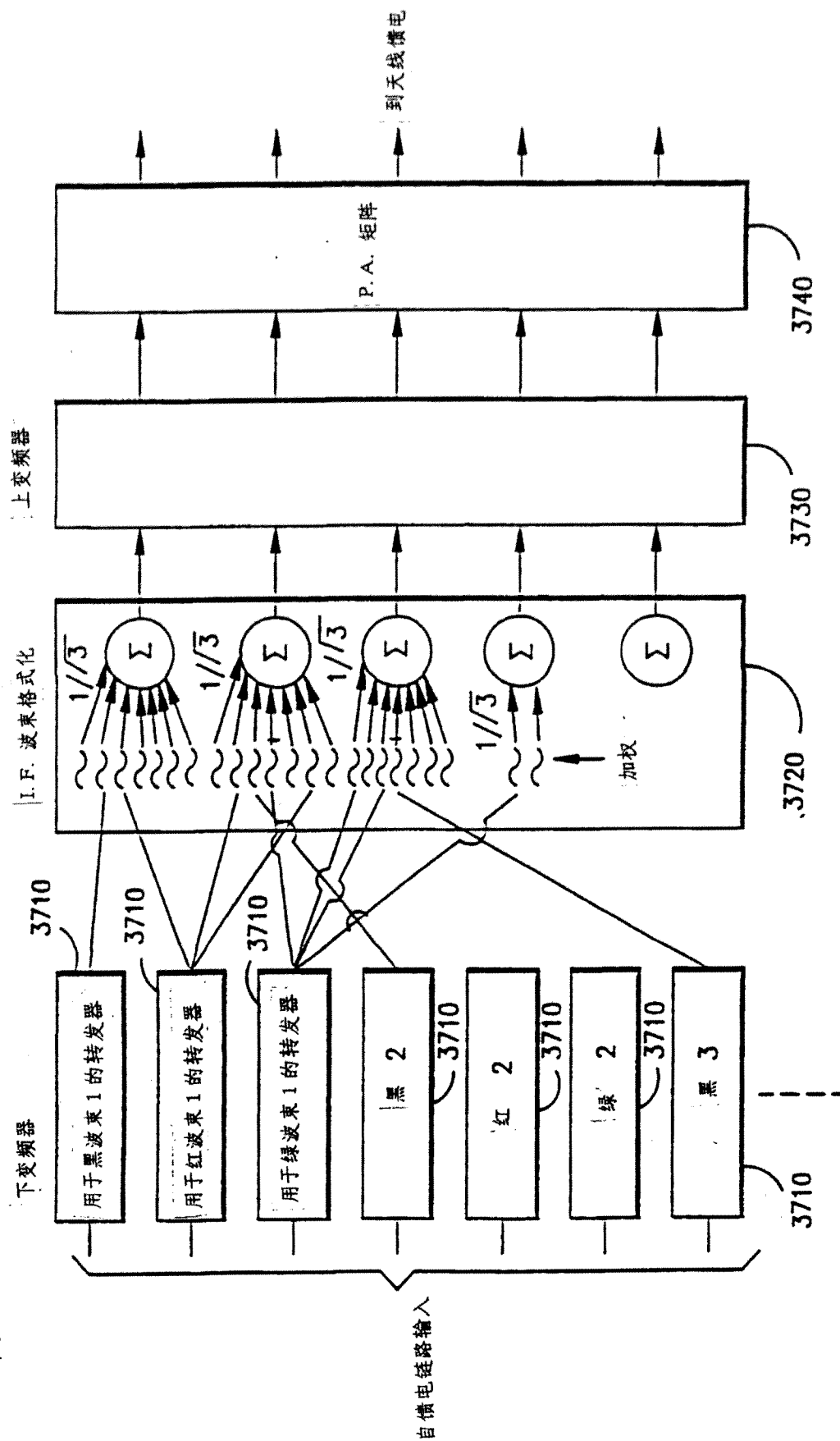
图 35



系统地使用 7 种颜色使任意颜色的较大的圆相切，
而较小的圆形成一个 7 网眼复用模式并带其它的颜色

图 36

37



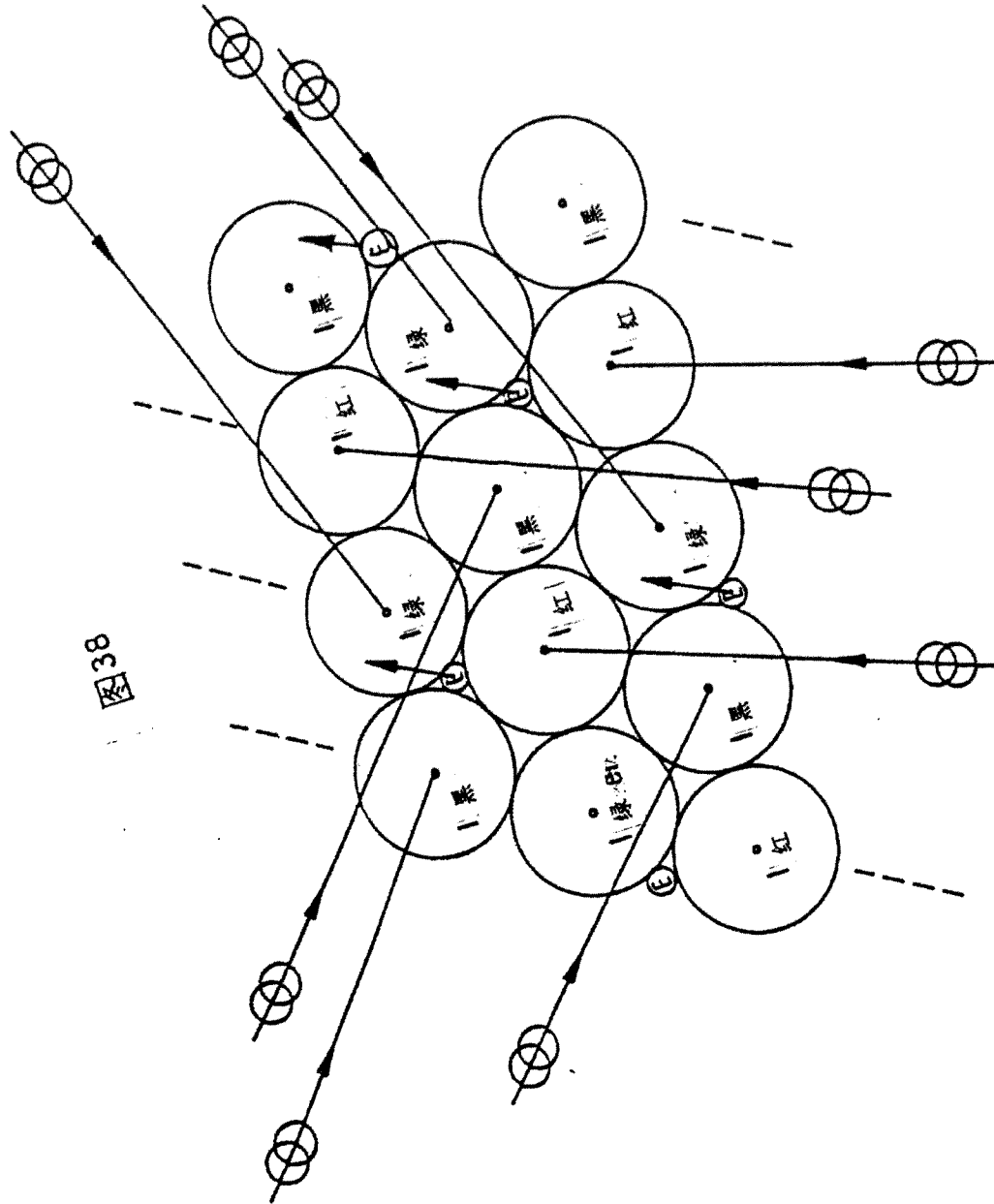


图 38

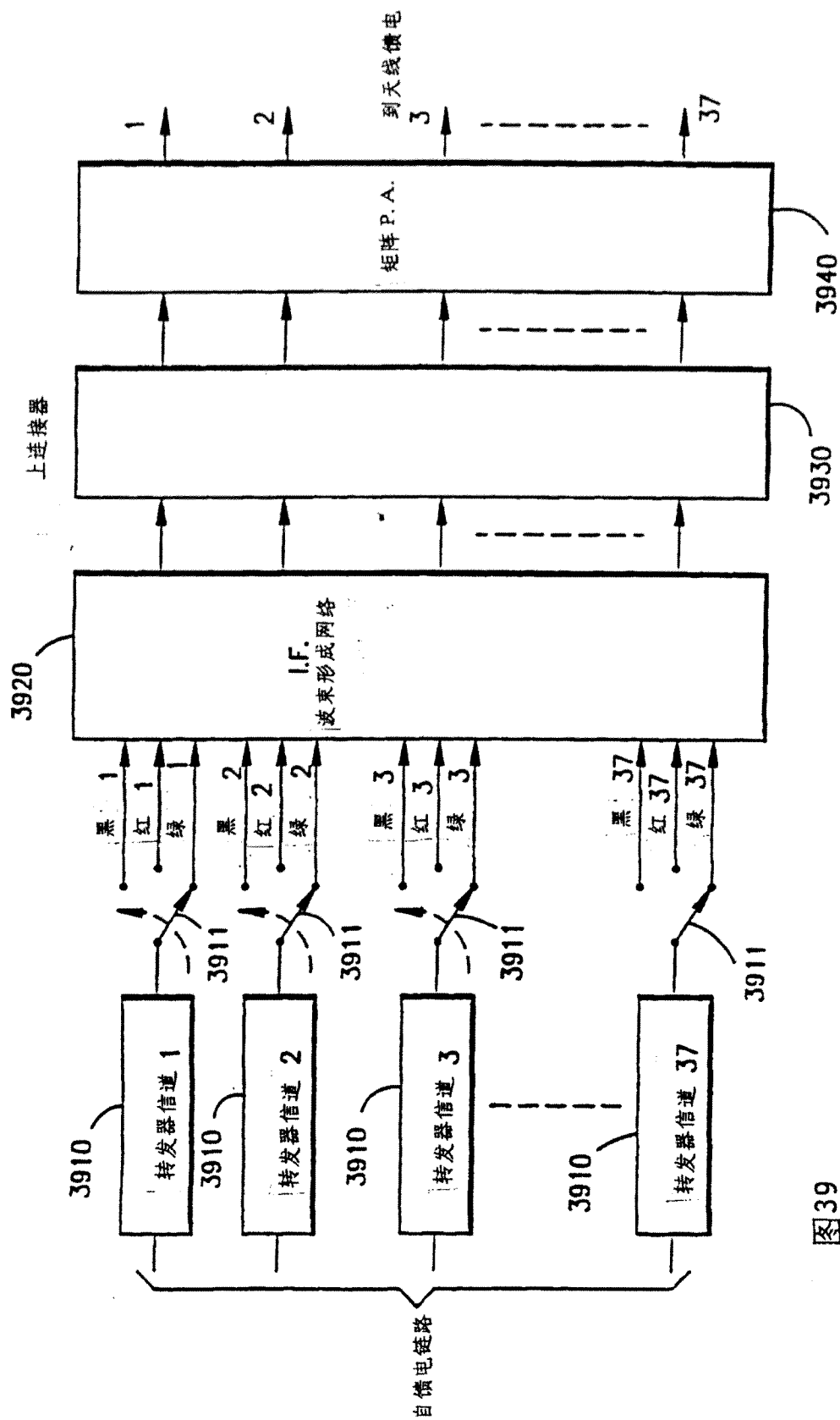


图 39